

电子节能灯与电子镇流器的原理和制造

陈传虞 编著

人民邮电出版社

图书在版编目(CIP)数据

电子节能灯与电子镇流器的原理和制造/陈传虞编著. —北京:人民邮电出版社,2004.9

ISBN 7-115-12337-3

I. 电... II. 陈... III. ①节能—灯—理论②节能灯—生产工艺③镇流器—理论④镇流器—生产工艺 IV. ①TM923.3②TM923.61

中国版本图书馆 CIP 数据核字(2004)第 064596 号

内 容 提 要

本书系统讲述了电子节能灯与电子镇流器的工作原理、元件参数选择、电子镇流器的功率因数校正原理及所用的集成电路等,其内容涵盖了电子节能灯和电子镇流器生产中所涉及的相关知识。此外,本书还介绍了 3C 认证及 UL 认证所必须准备的文档资料及应注意事项。

本书既有理论分析,又有实践经验,适合于从事电子节能灯与电子镇流器生产和开发的电子工程技术 人员参考应用,亦可供大专院校电光源专业的教师和学生阅读。

电子节能灯与电子镇流器的原理和制造

◆ 编 著 陈传虞

责任编辑 张伟 赵桂珍

◆ 人民邮电出版社出版发行 北京市崇文区夕照寺街 14 号

邮编 100061 电子函件 315@ptpress.com.cn

网址 <http://www.ptpress.com.cn>

读者热线:010-67129264

北京汉魂图文设计有限公司制作

北京 印刷厂印刷

新华书店总店北京发行所经销

◆ 开本:787×1092 1/16

印张:20.75

字数:499 千字

印数:1-5000 册

2004 年 8 月第 1 版

2004 年 8 月北京第 1 次印刷

ISBN 7-115-12337-3/TN·0000

定价:27.00 元

本书如有印装质量问题,请与本社联系 电话:(010) 67129223

前 言

自我国在 20 世纪 80 年代末 90 年代初研制并生产电子镇流器和电子节能灯以来，这一新兴的绿色照明产业，已经得到长足发展，目前我国已成为世界上照明电器产品生产规模最大的国家，产量居世界首位。遗憾的是，长期以来能系统讲清电子镇流器和电子节能灯的工作原理、元件参数的选择以及它们的制造工艺，并对工厂生产起到指导作用的书籍尚不多见。尽管多年来国内有不少杂志刊物发表了许多这方面的文章，在各地历年召开的照明会议上也有不少论文宣读，有的已汇编成册。但整体说来，这些材料均过于零散，论述也不够系统；至于在工厂生产中所遇到的一些疑难问题，更少有人涉及，更少有人从理论上加以阐述并提出中肯的解决办法。

本人不揣浅陋，根据自己在工厂多年来的生产实践，编写成本书。本书不仅介绍了电子节能灯和电子镇流器工作原理，还结合生产实际总结出一些有用的经验。全书共分十一章，主要包括以下几个方面的内容。

1. 介绍了有关气体放电、荧光灯管（单端及双端）的光电特性、色度学以及荧光灯管的光电参数测试的知识。这是因为在照明行业工作的电子线路工程师对这方面的知识知之不多，所以特辟专章加以介绍，以便他们在设计电子节能灯和镇流器时，能把握灯管的特性，使镇流器输出和灯管之间做到良好的匹配，最大限度地提高整灯的可靠性，并充分发挥荧光灯管的光效。

2. 对电子节能灯和镇流器中所用的元器件和材料如电阻、电容、磁性材料、保险丝、印制电路板、二极管及三极管等元器件，在使用时应如何选择，提出了一些指导性意见；另有一些内容，则属于手册性资料，为技术人员在生产中随时查看提供方便。

3. 仔细地分析了低功率因数电子节能灯常用的半桥逆变电路及其变异形式，讲清各个元器件的作用，对灯功率、功率因数、电流谐波失真 THD 与灯管参数（管电流及管电压）、电感及启动电容等之间关系做了详细地数学推导，其结论能很好地说明生产中遇到的一些物理现象。

同时书中还根据大量生产中的经验，对节能灯的可靠性提出了用实验方法加以判别的准则，这些方法对指导生产均有一定的实用及参考价值。

4. 对各种有源功率因数控制器集成电路做了仔细的整理、分析、比较和归纳工作，对电路性能参数与元件之间的定量关系做了严格的数学推导，对集成电路的工作原理做了详细的阐述，并介绍了使用这类器件的实践经验。这些知识对于使用、特别是初次接触这类器件的工程技术人员来说是大有裨益的。随着这类器件价格的降低以及对镇流器的性能要求日益提高，在电子节能灯和镇流器中使用这类器件必将成为生产主流。因此，熟悉这类器件，并能驾轻就熟地使用这类器件是一种必然的发展趋势。

5. 书中另有一章专门介绍了一些电子镇流器控制用的集成电路，它们的功能强而所需外接的元器件不多，从而为组装紧凑型自镇流荧光灯和高性能电子镇流器（可调光、丰富的保护功能）以及智能化的照明系统提供了很大的方便。

6. 对生产过程中所涉及的许多方面问题：如元器件的检测和筛选，老产品的改进和新产品的开发过程控制，产品安全的国内和国际认证等等，均有专章加以介绍。

近年来企业为提高本身的知名度、增加产品在国际市场上的竞争力，以打入特定的市场，均致力于对产品进行必要的国际认证（UL CUL TUV FCC EMC 等）。另外，随着我国加入 WTO，与国际贸易接轨，从 2003 年 8 月 1 日起，按照世贸组织“统一认证标志”的原则，我国依法对 19 类 132 种产品（其中包括照明电器）进行强制性认证制度，规定只有通过 3C 认证、加贴 CCC 标志的产品方可出口、出厂销售和在经营服务场所使用。

根据多年来为不同公司不同产品所做的一些认证工作，本书中做了一些总结，指出申请认证所必须准备的文档资料，哪些与安全有关的重要的原辅材料应提供认证证书复印件，以及在样品制作时元件材料的选用、电路参数、制作工艺等方面应注意的事项等，相信这些资料对许多工厂都是十分有用的。

本书在 2002 年底完成初稿以后，得知我国对光源的相关标准进行了较多修订，并将在 2002 年底或 2003 年初进行公布，因此在 2003 年中又根据新颁国家标准对部分内容进行了较多的改写，以便使书中的相关内容和提法能与新颁标准相衔接。

王冰清同志参与了部分书稿的整理工作，在书稿成书过程中，她为我查阅资料，筛选出有用的内容，给了我许多帮助。本书在搜集资料 and 提供集成电路样件中得到李亚熊、郭润祥等工程师的热心帮助和支持。在此，谨对以上诸同志表示我深深的敬意和由衷的感谢。

由于本人理论水平有限，在多年工作中，前后所涉及的产品种类不多，接触面不够广泛，实践经验受到一定的限制，编写中又缺乏现成的类似书籍可资参考，加之书稿是在工作间隙中挤出零碎时间抽空写出，时间比较仓促。因此，书中肯定有很多不妥和谬误之处。所以敢于面世，无非希望能为中小企业的从业人员提供一点有用的参考资料，如能引起大家互相切磋，达到抛砖引玉共同提高的目的，那将是本人最感快乐的一件幸事。在这里，诚恳希望国内同行及相关科技工作者不吝指教，对其中谬误和不足，直率地给予批评指正，本人将不胜感激并乐于加以改正。

编著者

目 录

第一章 概论	1
第一节 我国照明行业的发展概况	1
一、电光源产品产量快速增加	1
二、工艺技术和生产设备水平明显提高	1
三、照明产品生产的标准体系进一步健全和完善	1
四、照明器具出口势头强劲	2
第二节 电子镇流器的优点	2
一、电子镇流器的组成	2
二、电子镇流器的优点	3
第三节 电子节能灯和电子镇流器中一些常用术语	4
第二章 荧光灯管的特性	7
第一节 荧光灯的结构及其工作原理	7
一、荧光灯的结构	7
二、荧光灯中所用的荧光粉	8
第二节 荧光灯的制造工艺	10
第三节 气体放电原理	12
一、气体放电的伏安特性	13
二、荧光灯的伏安特性	14
三、电感镇流器的工作原理	14
四、用电子镇流器驱动荧光灯管	15
第四节 单端荧光灯	16
一、单端荧光灯的型号	16
二、荧光灯管的主要参数	17
第五节 双端荧光灯	19
一、双端荧光灯的种类	19
二、双端荧光灯的型号	20
三、灯的外形及灯头型号	20
四、灯的外形尺寸及其电参数	20
第六节 自镇流器荧光灯的主要参数	22
一、型号的编写规则	22
二、自镇流器荧光灯的光效要求	23
三、标准中对自镇流荧光灯其它参数的要求	23
四、欧洲共同体对自镇流荧光灯的光通要求	25
五、美国能源之星对紧凑型荧光灯性能要求	26

第七节 色度学的基本知识	27
一、色度学的基本知识	27
二、RGB 表色系统	28
三、XYZ 表色系统	29
四、UVW 表色系统	32
五、光源的色表、显色性和色温	32
第八节 照度计算	34
第三章 紧凑型荧光灯及电子镇流器的基本电路	37
第一节 概述	37
第二节 半桥逆变电路	38
一、半桥逆变电路的工作原理	39
二、电容 C_4 的续流作用	40
三、稳态下半桥逆变电路工作频率的近似计算	41
四、影响镇流器工作频率的一些因素	44
第三节 半桥逆变电路的其它形式	44
一、半桥逆变电路变异形式之一	44
二、半桥逆变电路变异形式之二	45
三、半桥逆变电路变异形式之三	46
第四节 低功率因数自镇流荧光灯可靠性的判别依据	46
一、用杭州远方仪器公司的 HB-3A 测量节能灯的输入/输出特性	47
二、在恒温箱中进行老炼试验，并按表 3-2 的内容记录灯的功率及振荡频率	48
三、开关试验	49
第五节 回扫式逆变电路	49
一、电路的工作原理	49
二、电路的元件参数	51
第六节 推挽式逆变电路	51
第七节 自振荡集成电路及其应用	52
一、用磁环变压器的半桥逆变电路的缺点	52
二、集成电路驱动芯片	52
三、高压自振荡驱动集成电路 IR2153	53
第八节 高压自振荡驱动集成电路 L6569	60
一、L6569 的方框图	60
二、用 L6569 组成一体化节能灯或电子镇流器	61
第九节 紧凑型荧光灯专用集成电路 UBA2024	62
一、UBA2024 的方框图	62
二、UBA2024 的功能说明	63
三、应用举例	66
第四章 电子镇流器及节能灯中常用的无源器件及材料	67
第一节 电阻（结构、标称值及参数）	67

一、电阻的结构	67
二、电阻的性能参数	68
第二节 电容器（分类、参数、各种电容器简介）	72
一、电容器的分类	72
二、电容器的主要性能参数	73
三、电容器性能参数的表示方法	74
四、各类薄膜电容器性能的比较及其应用场合	75
五、电磁干扰抑制电容器（安规电容器）	76
六、电解电容器	77
第三节 磁性元件（锰锌铁氧体、性能参数及材料选用）	80
一、锰锌铁氧体（ $M_N Z_N$ Ferrite）及其性能参数	80
二、电子镇流器中磁性材料的选用	87
第四节 保险丝（结构、参数及选用）	89
一、保险丝的形状及熔体结构	90
二、保险丝的性能参数	91
第五节 电磁线（类型、参数、线规）	96
一、电磁线的种类	96
二、导线的线规	98
三、趋肤效应对线径选择的影响	103
第六节 印制电路板	103
一、有关印制电路板的一些术语	103
二、常规的 PCB 基板材料	104
三、印制电路板板图的设计	106
四、印制电路板成品的检验	107
第五章 电子节能灯及镇流器中所用的二极管及三极管	110
第一节 半导体二极管的特性和参数	110
一、二极管的伏安特性	110
二、整流二极管的主要参数	111
第二节 二极管的动态开关特性	113
一、二极管从正向导通到反向截止的反向恢复时间	113
二、反向恢复时间的产生原因——电荷存储效应	114
第三节 双极型三极管的开关特性	115
一、三极管的三个工作区域	116
二、双极型三极管的开关时间	116
三、如何减小开关参数的影响	117
第四节 双极型三极管的开关损耗	119
一、三极管的功率损耗计算	119
二、减小三极管开关损耗的措施	120
第五节 双极型三极管的安全工作区	121

一、功率三极管的安全工作区	121
二、二次击穿 (S/B) 现象	122
第六节 半桥逆变电路中双极型三极管的工作状态与管子的选择	124
一、功率放大器的图解分析	124
二、双极型三极管的选择	126
第七节 高频高增益的双极型器件	127
第八节 MOS 场效应功率开关管	129
一、MOS 场效应管的特性曲线	130
二、MOS 场效应管与 BJT (双极型器件) 特性比较	131
三、MOS 场效应管的驱动	131
四、MOS 场效应管的安全工作区	132
第六章 电子节能灯及镇流器的输入特性及减小输入电流谐波的方法	134
第一节 电子节能灯及镇流器输入电流的谐波	134
第二节 电子节能灯及镇流器输入电流的谐波含量及其表示方法	135
一、输入电流谐波含量的表示方法	135
二、电流谐波的危害	136
第三节 电子节能灯及镇流器的线路功率因数	137
一、线性系统的功率因数	137
二、非线性负载的功率因数	138
第四节 功率因数的无源校正	140
第五节 逐流电路	141
第六节 双向自供辅助电源式 (双泵电路) PFC 电路	143
第七节 感性负载电流谐波抑制电路	144
第八节 高频泵电路	146
第九节 用分立组件的有源谐波抑制电路	148
一、电路的工作原理	149
二、有源谐波抑制电路的改进电路	150
三、用半桥驱动集成电路 IR2153 组成的 PFC 电路	151
第七章 电子镇流器的有源功率因数校正电路	153
第一节 有源功率因数校正 (APFC) 的工作原理	153
一、有源功率因数校正电路的基本类型	153
二、有源功率因数校正电路的工作原理	154
三、APFC 电路中开关频率 f_w 表达式	156
四、APFC 控制器的相关波形	157
第二节 峰值电流控制 APFC 控制器集成电路 KA7526	158
一、KA7526 集成电路的特点	158
二、集成电路的内部结构框图及各引脚功能	159
三、KA7526 的工作说明	160
四、应用电路举例	163

第三节	峰值电流控制 APFC 控制器 L6560/L6561	165
一、	L6560/L6561 的结构框图	165
二、	用 L6560/L6561 组成的 APFC 电路	166
三、	APFC 电路参数计算	168
四、	用 L6561 组装 2×20W、2×40W 一拖二电子镇流器	171
第四节	其它有代表性的峰值电流控制 APFC 控制器	173
一、	MC33262/MC34262 功率因数校正控制器	173
二、	MC33368 功率因数校正控制器	179
三、	FAN7527 功率因数校正控制器	183
四、	峰值电流控制 APFC 电路设计公式	185
第五节	固定导通时间零电流开关 (ZCS) 升压式 APFC 控制器	186
一、	固定开通时间零电流开关 APFC 控制器的工作原理	186
二、	固定开通时间零电流开关 APFC 控制器集成电路举例	187
第六节	固定开关频率平均电流型 APFC 控制器	192
一、	电路的组成及其工作原理	193
二、	固定频率平均电流型 APFC 集成电路 UC3817/18, UC2817/18, UC1817/18	193
第七节	固定频率平均电流型 APFC 控制器 ML4821、ML4822	199
一、	平均电流型 APFC 电路 ML4821	199
二、	ML4822 (FAN4822)	204
第八章	荧光灯的启动要求及预热启动	209
第一节	荧光灯的启动要求	209
第二节	荧光灯的预热启动	210
一、	日光灯的启动	210
二、	荧光灯采用 PTC 电阻的预热启动	210
第三节	PTC 热敏电阻	211
一、	PTC 热敏电阻的特性	211
二、	PTC 热敏电阻的参数	211
第四节	荧光灯用 PTC 热敏电阻的预热启动	212
一、	由 PTC 热敏电阻组成的灯丝预热电路	212
二、	PTC 热敏电阻在灯丝预热电路中的正确选用	213
第五节	荧光灯的无功耗预热启动	214
一、	将 PTC 与触发二极管串联	214
二、	将 PTC 与压敏电阻相串联	215
三、	通过继电器将 PTC 关断	215
四、	用调频法预热启动	216
第九章	电子镇流器的保护电路	217
第一节	过流保护	217
第二节	过压保护及压敏电阻的选用	218
一、	压敏电阻的特性	218

二、压敏电阻对过电压的保护原理	219
三、压敏电阻的参数	220
四、压敏电阻的命名方法	221
五、压敏电阻在电子镇流器中的应用	222
第三节 电子镇流器的异常保护	222
一、异常状态	223
二、异常状态保护电路	223
三、采用可恢复的过流保护元件——聚合物开关 Polyswitch	226
第十章 电子镇流器控制器集成电路	229
第一节 概述	229
第二节 全集成的镇流器控制器 IR 2157、IR 2159	230
一、IR 2157 的结构框图及主要特征	230
二、IR 2157 的功能说明及电路的工作原理	232
三、IR 2157 应用举例	242
四、IR 2159 的功能及其应用电路	242
第三节 高压自振荡镇流器驱动集成电路 UBA 2021	244
一、UBA 2021 的方框图	244
二、用 UBA 2021 组成紧凑型荧光灯	245
三、UBA 2014	251
四、UBA 2070	252
第四节 高压紧凑型荧光灯及直管荧光灯 (CFL/TL) 镇流器驱动集成电路 L6567、L6574	255
一、L6567 集成电路的结构框图及主要特点	255
二、具有预热及调光功能的镇流器控制及驱动器 L6574	256
第五节 仙童公司的镇流器驱动集成电路 KA 7541 及 KA 7543	262
一、电子镇流器控制器 KA 7541	262
二、具有反馈调光功能的镇流器控制器 KA 7543	268
第六节 半桥控制器及驱动器 MC33157	275
一、MC33157 的特点	275
二、各引脚名称及功能说明	276
三、电路各部分的功能说明	277
四、MC33157 具体应用	283
第七节 电子调光镇流器控制器 ML4833、ML4835	286
一、电子调光镇流器控制器 ML4833	286
二、电子调光镇流器控制器 ML4835	293
第十一章 电子镇流器和电子节能灯的流水线生产及产品的安全认证	295
第一节 元器件的检验与筛选	295
一、二极管	295
二、电解电容器	295
三、薄膜电容器	296

四、电阻	296
五、开关三极管	296
六、磁性材料	297
七、节能灯的塑料外壳	297
第二节 电子镇流器和电子节能灯的流水线生产	298
一、电子镇流器和电子节能灯的流水线生产	298
二、在波峰焊接时应注意的事项	298
三、对补焊中焊接质量的要求	299
四、测试、老化及检验中应注意的事项	299
第三节 电子镇流器新产品的研发过程控制	300
一、开发项目的来源	300
二、新产品试制的四个阶段	300
三、产品开发人员的奖励办法	303
第四节 有关电子镇流器和电子节能灯的国家标准	303
第五节 电子镇流器和电子节能灯的安全认证	304
一、有关安全认证的要求	304
二、我国的 3C 认证以及如何申请 3C 认证	305
第六节 关于电子镇流器和电子节能灯的电磁兼容问题	306
一、电子镇流器和电子节能灯的电磁干扰源	306
二、如何减小电子镇流器中的传导干扰	308
三、在工厂条件下如何判断 EMC 滤波器的滤波效果	310
第七节 电子节能灯的 UL 安全认证	311
一、如何选择认证机构	312
二、如何申请认证	312
三、工厂审查	317
四、跟进服务	317

第一章 概 论

第一节 我国照明行业的发展概况

我国的照明电器工业起步于 20 世纪早期。新中国成立后，照明工业同其它工业一样，也发生了翻天覆地的变化，企业规模由小到大，产品种类由少到多，技术水平由低到高，工业基础有了空前的提高。

改革开放以后，我国的照明工业又取得了飞跃的发展，这主要表现在以下几个方面：

一、电光源产品产量快速增加

近 10 年来，我国的电光源产品一直保持高速稳定的增长速度，据报道，2001 年我国照明行业的电光源产量共计 73 亿只，其中荧光灯和高强度气体放电灯的增长速度较快，而荧光灯中又以紧凑型荧光灯和 T8 管型荧光灯增长速度为最快。例如，紧凑型荧光灯 2001 年的产量为 7.5 亿只，比 2000 年增长 49.9%，T8 管型荧光灯 2001 年为 1.9 亿只，比 2000 年增长 43.4%，约占管型荧光灯的 34.8%。T8 管型荧光灯和紧凑型荧光灯之所以如此迅猛发展，乃是实施绿色照明工程和节能政策的必然结果。

二、工艺技术和生产设备水平明显提高

近年来通过技术改造，我国部分照明企业已逐步向机械化、自动化的方向发展，其中较为先进的电光源生产线基本上与 20 世纪 80 年代的国际先进水平相当。照明器具和配套原材料、元器件的生产逐步向专业化发展，质量和成本得到了有效的控制。全行业在生产组织和系统控制方面也有了较大的进步，越来越多的企业通过了 ISO9000 系列认证，产品已逐步进入规范化的生产轨道。

三、照明产品生产的标准体系进一步健全和完善

目前涉及照明产品的国家标准有八十多项，其中高效节能产品有十多项，产品的标准分为性能要求（推荐性）和安全要求（强制性），标准的制定分别采用或参照了国际上 IEC（国际电工委员会）、ANSI（美国国家标准协会）的标准。照明产品的生产、检验、认证和监督工作以及技术信息交流工作也有了明显的加强；高效节能的照明产品的比例不断扩大；绿色照明的理念已被全行业所认同，并已成为全行业今后可持续发展的方向。

四、照明器具出口势头强劲

我国的照明产品在国际市场上具有明显的优势，许多产品质优价廉，并取得了出口国外所必须的国际安全认证和 EMC 认证。由于发达国家生产照明产品的成本较高，而发展中国家尚不具备生产照明产品的竞争优势和能力，国际间这样的生产结构，使得我国的照明产品在国际市场上具有相当强的竞争优势，并且还会持续很长一段时间。

目前，我国照明产品的产量已位居世界首位。产品供应不但能够满足国家经济建设与人民生活的需要，而且还出口到 150 个国家和地区，我国在普及型的中低档产品方面，在国际市场上已占有相当大的市场份额。自加入 WTO 后，我国的电光源企业取得了更大的发展机遇，已逐渐成为世界照明产业的制造加工中心。随着我国产品的标准向国际标准靠拢，企业创新和技术进步力度的加大，产品的质量和技术水平不断提高，我国的产品必将对国外的高档产品形成有力的挑战。有理由相信，通过照明行业科技工作者的不懈努力，我国还会由一个照明产品的大国，逐步向一个照明产品的强国迈进。

另外，还应该看到国内市场对各种光源的需求是十分巨大的，特别是对荧光灯和节能灯的需求尤其如此。例如，城市要建设许多商用大厦、开发房地产、建造地铁、轻轨交通、高架桥、环城公路及改造基础设施等；不少农村要城镇化，有大量的基础设施要完成；此外我国还要建设四万多公里、五纵七横 12 条高速公路……所有这些建设工作，没有 30~50 年的时间是完成不了的。因而，与之相配套的照明产品，如荧光灯、节能灯、高压气体放电灯，今后在相当长的时间内仍将处于发展的高峰期。一个国家的照明产业的发展同它的国民经济的发展是同步的，有人曾提出这样一个观点：用白天看汽车、晚上看灯光来衡量一个国家的工业化程度，看来是不无一定道理的。

第二节 电子镇流器的优点

大家知道，作为光源之一的荧光灯需要镇流器与之配合才能正常工作，自 1938 年荧光灯问世以来，人们一直采用电感镇流器与启辉器来使荧光灯工作。这种镇流器存在许多缺点：重量重、体积大、占地方多、自身消耗大及电感还会发出令人十分心烦的嗡嗡噪音。另外，它在 50Hz 频率下工作时，灯的亮度会有一定的闪烁，这一点虽不十分明显，但的确存在，长期在这样的环境下工作、读书和写字，容易损伤人的视力。为了改变这种状况，早在 20 世纪 50 年代至 60 年代，国外的一些科学工作者就对此进行了研究，并提出了采用电子镇流器的设想。1963 年 Roddam 在《晶体管变流器与换能器》一书中，首次发表了荧光灯交流电子镇流器的具体电路，并进行了翔实的分析和讨论。我国对高频电子镇流器的研究起步较晚，至于有这类产品问世，已是 20 世纪 80 年代后期的事情了。但是，电子镇流器作为一种照明产品，在我国的发展速度是很快的，下面简单介绍电子镇流器的组成及优点。

一、电子镇流器的组成

电子镇流器是将低频的交流电通过整流转变为直流电，再经过逆变器变换为较高频率的交流电，由高频能量来驱动一只或几只灯管，使之启辉点亮并正常工作。逆变器一般工作于

20~70kHz 的高频，输出级采用 LC 串联谐振电路，通过高频高压将灯点燃，在正常点亮以后由电感限制灯的电流。因为频率很高，所以所用的电感体积小而重量轻。

在电子镇流器中，还可以增加一些附加电路，如保护电路、调光电路等，这样无形中增加了电子镇流器的功能，扩大了它的应用范围。

二、电子镇流器的优点

1. 能耗低、效率高

电感的功耗较大，例如，一支 40W 的荧光灯所用的电感镇流器大约要消耗 8W 的功率，而用了电子镇流器只要消耗 4W 的功率，如果用一只电子镇流器驱动 2 或 3 支灯管，它所增加的功耗并不多，此时，电子镇流器的效率会更高，节能的效果会更加明显。在大量采用照明灯具的场所如工厂、学校及机关等，通过采用高效节能灯管和电子镇流器，就可以大量节约用电，减少因发电而产生的 SO₂、CO、CO₂ 及 NO₂ 等废气和尘埃，达到减少污染、保护环境的目的。可见，绿色照明归根到底就是节能。我国于 1996 年实施的绿色照明工程就是在提高人们生活的前提下提高用电效率，节约电力，减少污染，保护环境。因此，大力推广和应用节能的电子镇流器，自然成为实施绿色照明工程中一项重要工作。

2. 发光效率高、光色柔和

荧光灯的发光效率（简称光效）和供电的频率有关，即随工作频率的增加而增加。当频率由 50Hz 增加到 20kHz 以上时，光效可提高 10% 左右。美国能源之星要求节能灯工作频率在 40kHz 以上，其目的之一就是为了提高光效。高效节能荧光灯采用了三基色荧光粉，通过调节荧光粉的配比，能得到不同的色温的灯光，如暖色（2700°K）或冷色（6400°K），以适应人们的不同喜好的需要。

3. 重量轻、无闪烁及无噪声

电子镇流器一般工作在 20kHz 以上的频率，它没有铁心电感所特有的令人十分心烦的嗡嗡噪声，避免了噪声干扰，提高了照明环境的质量。由于工作频率高，只须用体积很小、重量很轻的铁氧体磁心做成电感。整个电子线路占用空间也很小，很容易实现荧光灯和电子镇流器的一体化，即所谓紧凑型荧光灯。这种荧光灯能直接代替白炽灯，安装与更换十分方便，而且它的发光效率很高，省电、发热轻、美观，是家庭装修的一种理想光源。

如果镇流器的设计合理，灯电流就比较平滑，电流波峰系数就较小，灯的亮度就不会出现闪烁现象，就可以避免人的视觉疲劳。目前市场有一种保护视力的台灯出售，应该是属于这一类灯，但严格说来，对这种灯的灯电流、电流波峰系数及工作频率等都应该有一定的严格要求，并不是说只要是电子节能灯就具备保护视力的性能。如果要用电子节能灯作为光检测设备的光源，检测被测物体是否有异常现象，那么对它的要求还要更加苛刻，例如工作频率应大于 50kHz，灯电流波形十分平稳等等，在这种情况下，用电感镇流器是根本不能满足要求的。

4. 有异常状态保护功能

在灯出现异常状态如灯丝断、灯不启动、灯管脱落等现象时，镇流器都会得到保护而不

损坏，延长了镇流器的寿命。

5. 有预热启动功能

启动时，装有电子镇流器的日光灯不会像装有电感镇流器的日光灯那样出现闪烁、多次反复启辉现象。在低电压或电压波动范围较大时，也能很容易将灯管启动，对于电网电压波动较大的地区，如在偏远的乡村地区，这一点是很重要的。用电感镇流器的日光灯，冬天电压很低时往往不容易启动，如用电子镇流器的日光灯就不会出现这种情况了。

6. 可实现调光和智能控制

电子镇流器在采用调频、脉宽调制及光控等技术的前提下，容易实现可调光的和智能化的照明系统。

7. 具有高功率因数

电感镇流器的功率因数一般只有 0.6~0.8，而在电子镇流器中，只要采用功率因数校正电路，或专用的集成电路（本书中又简称 IC），镇流器的功率因数很容易做到 0.95 以上，甚至达到 0.99，这是电感镇流器难以达到的。由于功率因数的提高，可以有效地提高供电系统和电网的利用率，改善供电质量，节约电能。除此以外，它还能在电网电压波动的情况下，保持灯功率和光输出的恒定，这也是电感镇流器所不能做到的。

综合上述可知，电子镇流器的优点是很多的，有一些特点是电感镇流器难以达到的。尽管它的价格较贵，但它仍然得到快速的发展和推广。在我国已有许多家公司生产的电子镇流器向集成化、模块化、多功能、长寿命和大功率的方向发展，其产品不仅在国内畅销，还销往欧美等许多国家和地区，其发展前景是不可限量的。

第三节 电子节能灯和电子镇流器中一些常用术语

下面介绍电子节能灯和电子镇流器的一些专用术语和名词，其中有些内容涉及到电光源的知识。

自镇流荧光灯 (Self-ballasted lamp): 指含有灯头、镇流器和灯管，并使之成为一体的荧光灯，这种灯在不损坏其结构时是不可拆卸的。

电子镇流器 (Ballast): 指安装在电源与一个或几个荧光灯之间，将电源的交流电压变换为高频的交流电，使灯（单支或多支）正常启动和稳定工作的变换器或电子装置。

独立式镇流器: 指可以安装在灯具之外无需任何附加外壳的镇流器。它可以是带有合适外壳的内装式镇流器，外壳可按标识提供全部必要的防护。这种镇流器在其产品标识上应加一个特殊符号，在国家标准中有明确的规定。

内装式镇流器: 指只能安装在某一灯具、箱体、外壳或类似壳体内部的镇流器。路灯柱基座的控制室被认定为一个壳体。

整体式镇流器: 此类镇流器是灯具的一个不可替换部件，不能与灯具分开来进行试验。

基准镇流器 (Reference Ballast): 是指专为试验镇流器或筛选基准灯而设计的镇流器，

主要特点是在额定频率下具有稳定的电压—电流比，相对地不受电流、温度和周围环境变化的影响。

基准灯 (Reference Lamp)：指特选用于测试镇流器的灯。该灯与镇流器配套，在规定的条件下工作时，其电特性应接近有关灯标准中规定的标称值。

线路功率 (Line Power)：在镇流器的额定电源电压和额定电源频率下，镇流器和灯的组合体所消耗的总功率。

线路功率因数 (Line Power Factor)：指镇流器和灯 (一只或几只) 组合体的功率因数，它等于线路有功功率与视在功率之比，符号记为 λ 。

镇流器的流明系数 (Luminous Coefficient of Ballast)：指灯与在额定电源电压下的被测镇流器配套工作时的光通量同该灯与在额定电源电压和额定电源频率下的基准镇流器配套工作时的光通量的比值。符号记为 μ 。

总谐波失真 (Total Harmonic Distortion)：它是各次谐波分量的均方根值与基波有效值之比，以 THD 表示之。

灯电流波峰系数 (Current Crest Factor)：亦称电流波峰比，指灯电流的峰值与电流的均方根值之比。在理想的条件下，当高频灯电流为正弦波且其包络线为一条直线时，电流波峰系数等于 1.414。如高频电流为方波，电流波峰系数将小于 1.4，甚至可接近于 1。

异常状态 (Abnormal Condition)：指镇流器处于灯开路或灯不能启动等非正常状态。在异常状态下，电子镇流器的安全性应不受到损害，即电子镇流器在异常状态下应有保护功能。

整流效应 (Rectification Effect)：在荧光灯寿终时，由于一个阴极 (灯丝) 损坏或发射电子不足，引起灯的弧光电流在连续半周期中经常不一致的效应。

以下是有关光计量的一些基本术语。

光通量 (Light flux)：

可见光波段的电磁辐射作用于人的视觉器官 (眼睛)，使人产生光的感觉。从能量角度来说，度量光辐射能的六个基本量为：辐射能量 Q_e 、辐射通量 Φ_e 、辐射强度 I_e 、辐射照度 E_e 、辐射亮度 L_e 和辐射出度 M_e ，相应地度量可见光能的六个基本量是：光能量 Q 、光通量 Φ 、光强度 I 、照度 E 、亮度 L 和光出射度 M 。人眼对各种波长的可见光电磁辐射的灵敏度是不一样的，所以相同的电磁辐射能量对人所产生的视觉效应是不同的。人眼对不同波长的电磁辐射的灵敏度曲线称为视见函数曲线，以 $V(\lambda)$ 表示视觉的视见函数曲线 (此曲线是由国际照明委员会 CIE 根据各国科学家的研究结果公布的一条平均曲线)。根据 $V(\lambda)$ 、各个波长的辐射通量可计算出光通量来：

$$\text{光通量 } \Phi \text{ 为: } \Phi = K_m \int_{380\text{nm}}^{780\text{nm}} \varphi_e(\lambda) V(\lambda) d\lambda$$

式中： Φ ——光通量；

K_m ——辐射量与光度量之间的比例系数，其理论计算值在 555nm 处，为 683lm/W；

$\varphi_e(\lambda)$ ——某一波长光的辐射通量，单位为 W。

光通量的单位为流明 lm，其定义为：光强度 I 为 1 坎德拉 cd 发光均匀的点光源在单位立体角内所发出的光通量为 1lm。

光强度 (Light Intensity) I 单位为 cd，它的定义为：光源发出的频率为 540×10^{12} Hz

的单色辐射，在给定方向上，辐射强度为每球面度 $1/983\text{W}$ 时，其光强度为 1cd ，这是在 1979 年第十届国际计量大会上通过的光强度单位。

照度 E ：指被照物体单位面积上所接受的光通量，单位为 lx （勒克斯），其定义为 1lm （流明）的光通量均匀的照射在 1m^2 面积上的照度。 $1\text{lx}=1\text{lm}/\text{m}^2$ 。

亮度（Brightness） L ：单位是 cd/m^2 （坎德拉/米²），其定义为： 1m^2 的面光源在其法线方向的光强为 1cd （坎德拉），则光源在该方向的亮度为 $1\text{cd}/\text{m}^2$ 。

初始值（Initial Values）：指灯老炼 100h 测得的光电参数值。

光通维持率（Lumen maintenance）：灯在规定条件下燃点，在寿命期间内一特定时间的光通量与该灯的初始光通量之比，以百分数表示。

寿命（Life）：指一只成品灯从燃点至“烧毁”，或者灯工作至低于标准中所规定的寿命性能的任一要求时的累计时间。

平均寿命（50%灯失效时的寿命）

灯的光通维持率达到标准要求并能继续燃点至 50% 的灯达到单只灯寿命时的累计时间。

光效（Light Efficiency）：光源所发出的光通量与所消耗的电功率之比，单位为 lm/W （流明/瓦）。

显色指数（Rendition Index）：指物体用该光源照明和用标准光源照明时，其颜色符合程度的量度，其值越大越好，最大为 1，符号为 R_a 。

色温（Colour temperature）：绝对黑体在某一温度发出的辐射光与所试光源的辐射光具有相同的色品时，此温度称为该光源的色温。其符号为 T_c ，单位为 K。在电子节能灯中采用相关色温（Correlated Color Temperature）来表示灯的色表，有关相关色温的概念我们将在第二章中介绍。

第二章 荧光灯管的特性

本章讨论荧光灯管的结构、气体放电机理、荧光灯管的伏安特性及其光电参数等有关知识，以便对灯与电子镇流器的匹配做到心中有数。为了对荧光灯管的光电参数有一个正确的理解，本章还介绍了一些有关色度学的基本知识。

第一节 荧光灯的结构及其工作原理

按气体放电的性质来划分，荧光灯有两种类型，即热阴极弧光放电型和冷阴极辉光放电型。冷阴极辉光放电型荧光灯的管压降较高，电流较小，发光效率较低。常用的荧光灯包括目前广为流行的各种节能型紧凑荧光灯，都属于热阴极弧光放电型荧光灯。

一、荧光灯的结构

这里以直管荧光灯为例，它的结构如图 2-1 所示。在直玻璃管的两端各有一个灯丝，灯丝上涂有电子发射材料三元碳酸盐（碳酸钡、碳酸锶、碳酸钙）——俗称电子粉，在交流电压作用下，灯丝交替地作为发射电子的阴极和接收电子的阳极——电极。而在管的内壁上涂有荧光粉。

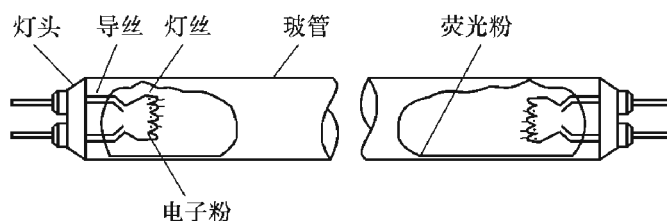


图 2-1 直管荧光灯结构示意图

管内充有 $400\sim 500\text{Pa}$ ($1\text{mm Hg}=133.3\text{Pa}$) 压力的氩和少量的汞（一般气压在 $3\times 10^4\text{Pa}$ 以下者称为低压气体放电光源， $3\times 10^4\sim 3\times 10^5\text{Pa}$ 者称为高压气体放电光源， $3\times 10^5\text{Pa}$ 以上者则称为超高压气体放电光源），荧光灯属于低压气体放电光源。

荧光灯的工作原理是这样的：管中压力约为 0.8Pa 的汞蒸气在电场作用下放电，在放电过程中，汞原子不断地从原始状态被激发成激发态，同时由激发态自发地跃迁到基态，并辐射出 253.7nm 的紫外线（另外还有约 10% 的 185nm 的短波紫外线）以释放出多余的能量。涂复在玻璃管内壁上的荧光粉吸收 253.7nm 的紫外线，把它转换为可见光。荧光粉不同，发光的颜色亦不同，这种现象称为光致发光。荧光灯所以能发光、起到照明作用，就是建立在气体放电和光致发光基础之上的。

二、荧光灯中所用的荧光粉

从荧光灯的工作和荧光灯的制造工艺出发，所用的荧光粉应满足以下要求：

(1) 对低压汞放电所产生的 253.7nm 紫外线有强的吸收和弱的反射。

(2) 有效地将紫外辐射转换成所需波长的荧光辐射，变为可见光，即荧光粉的量子转换效率要高。

(3) 发光应在可视光的范围，并与灯放电产生的微弱蓝绿光相叠加后，能得到所需的光色和光谱分布。

(4) 耐 185nm 短波紫外线辐射，耐电子和离子轰击，在数千小时长时间工作期间，保持性能稳定。

(5) 易于制造，获得高纯原材料，无毒性，价格便宜。

早年荧光灯用的荧光粉，多属于以含氧酸盐为主的化合物。如钨酸钙、硅酸锌、钨酸镁等，1949 年开发了较复杂的复合化合物——卤磷酸钙，它基本上能满足以上要求，其优点是量子效率较高、稳定性好、原料易得、价格便宜，通过改变配方中各种成分的比例，可以得到冷白、暖白和日光色输出。因此，在大管径日光灯管中得到广泛采用，并一直沿用至今。

表 2-1 列出了一些常用荧光粉的发光颜色和其峰值波长。

表 2-1 常用荧光粉的发光颜色和其峰值波长

名称	基质	激活剂	发光颜色	峰值波长 (nm)
钨酸钙	CaWO_4	[W]	浅蓝	446
钨酸钙	CaWO_4	Pb^{2+}	深蓝	433
硅酸锌	ZnSiO_4	Mn^{2+}	绿	528
硅酸钙	CaSiO_4	Pb^{2+} , Mn^{2+}	橙	615
硅酸钙镁	$\text{CaMg}(\text{SiO}_3)_2$	Ti^{4+}	蓝	480
焦磷酸钡	$\text{Ba}_2\text{P}_2\text{O}_7$	Ti^{4+}	蓝~绿	494
硼酸镉	$\text{Cd}_2\text{B}_2\text{O}_5$	Mn^{4+}	红	618
焦磷酸锶	$\text{Sr}_2\text{P}_2\text{O}_7$	Sn^{2+}	蓝	460
镓酸镁	MgGa_2O_4	Mn^{2+}	绿	504
钨酸镁	MgWO_4	[W]	蓝	483
砷酸镁	$\text{MgAs}_2\text{O}_{11}$	Mn^{4+}	红	650
磷酸锶镁钡	$(\text{Sr}_1\text{Mg}_1\text{Ba})_3(\text{PO}_4)_2$	Sn^{2+}	橙	625
卤磷酸钙	$3\text{Ca}_3(\text{PO}_4)_2\text{Ca}(\text{F}_1\text{Cl})_2$	Sb^{3+}	蓝	482
磷酸锌锶	$(\text{Zn}_1\text{Sr})_3(\text{PO}_4)_2$	Sn^{2+}	红	630
氟砷酸镁	$\text{Mg}_4\text{As}_2\text{O}_{11}\text{MgF}_2$	Mn^{4+}	深红	650
磷酸锶镁	$(\text{Mg}_1\text{Sr})_3(\text{PO}_4)_2$	Sn^{2+}	橙红	626
卤磷酸钙	$3(\text{Ca}_3\text{PO}_4)_2\text{Ca}(\text{F}_1\text{Cl})_2$	Sb^{3+} , Mn^{2+}	蓝至黄橙	477~585
卤磷酸锶	$3\text{Sr}(\text{PO}_4)_2\text{SrF}_2$	Sb^{3+} , Mn^{2+}	蓝至绿黄	490~570
钒酸钇	YVO_4	Dy	橙红	610

续表

名 称	基 质	激 活 剂	发 光 颜 色	峰 值 波 长 (nm)
焦磷酸镨镁	$(\text{Sr}_1\text{Mg})_2\text{P}_2\text{O}_7$	Eu^{2+}	蓝	395
氯磷酸镨	$3\text{Sr}_2(\text{PO}_4)_2\text{SrCl}_2$	Eu^{2+}	蓝	447
氯磷酸钙	$(\text{Sr}_1\text{Ca})_{10}(\text{PO}_4)_6\text{Cl}_2$	Eu^{2+}	蓝	452
氧化钇	Y_2O_3	Eu^{3+}	红	611
多铝酸镁钡	$\text{BaMg}_2\text{Al}_{16}\text{O}_{27}$	Eu^{2+}	蓝	450
多铝酸镁	$\text{MgAl}_{11}\text{O}_{19}$	$\text{Ce}^{3+}, \text{Tb}^{3+}$	绿	541
磷酸镧	LaPO_4	$\text{Ce}^{3+}, \text{Tb}^{3+}$	绿	543
硅酸钇	Y_2SiO_5	Tb^{3+}	绿	543
硼酸钆	$3\text{Gd}_2\text{O}_3\text{B}_2\text{O}_3$	Tb^{3+}	绿	543
硼酸钆镁	$\text{GdMgB}_5\text{O}_{10}$	$\text{Ce}^{3+}, \text{Tb}^{3+}$	绿	543

卤磷酸钙粉通常称为卤粉，其价格虽然便宜，但发光效率不够高。发光效率与显色指数之间存在矛盾，即发光效率高，则显色性能变坏，而且热稳定性也不好。对于高功率密度的荧光灯，它的光衰较大，光通维持率低，100小时光通（流明）下降达12%~15%，因此它不适宜用于细管径紧凑型荧光灯中。

20世纪70年代初，荷兰科学家在理论上确认，只要荧光粉发出的可见辐射光位于几个特殊的窄发射带上，通过适当选择发射带的波长（450nm、550nm和610nm）和这些发射带强度之间的比例，再适当地选取荧光粉，就可以获得既有高的发光效率又有非常好的显色性能的荧光粉。

1974年荷兰飞利浦公司首先研制成功了具有三个窄发射带的荧光粉，即发蓝色光，发射峰值在450nm的多铝酸镁钡 $\text{BaMg}_2\text{Al}_{16}\text{O}_{27} : \text{Eu}^{2+}$ （铈激活）；发绿色光，发射峰值在541nm的多铝酸镁 $\text{MgAl}_{11}\text{O}_{19} : \text{Ce}^{3+}, \text{Tb}^{3+}$ ，再配上已有的发红色光，发射峰值在611nm的氧化钇 $\text{Y}_2\text{O}_3 : \text{Eu}^{3+}$ ，就得到了所需要的荧光粉，这就是稀土元素三基色荧光粉。按照一定的配比将上述三种粉加以混合，可以制成色温为2500~6500K的任意光色的荧光粉，其平均光效在80lm/W以上，显色指数在85左右。

稀土元素三基色荧光粉的优点：

(1) 它的发光效率高，这是由于它的辐射相对集中在人眼比较灵敏的区域，与发射连续光谱的荧光粉相比，可见辐射的发光效率要提高50%左右，再加上它的量子转换效率又比卤粉高15%。因此三基色粉的发光效率与白炽灯相比，可提高到5倍，所耗电能仅为其1/5，高效节能荧光灯之名即由此而来。

(2) 它的稳定性高，抗185nm紫外辐照的能力强，粉层的光衰小。

(3) 高温特性好，在120℃下工作，仍能保持高的亮度，这为荧光灯的小型化开辟了新的途径。可以说稀土元素三基色荧光粉的开发与应用是荧光灯发展史上的一个重要里程碑，没有三基色荧光粉，就不可能有新一代细管径紧凑型荧光灯的今天。

三基色荧光粉的缺点是价格昂贵，三种粉的光衰及稳定性不同，随着灯的点燃，灯的光色会发生变化，显色指数会下降。

目前用稀土元素三基色荧光粉做成的节能荧光灯管大多为单端型，形状有H型、U形、

Π形、UΠ形、2U、2UΠ、2Π、2H、3U、3UΠ、3Π、平行3U、平行3UΠ、4U、4UΠ、5U、5UΠ、螺旋形等。玻璃管的直径有 $\phi 9$ 、 $\phi 12.5$ 、 $\phi 16$ ($\phi 17$) 等几种。直管有 T4($\frac{4}{8} = 12.5\text{mm}$)、T5($\frac{5}{8} = 16\text{mm}$)、T8($\frac{8}{8} = 26\text{mm}$) 等几种。

图 2-2 是一些单端荧光灯的常见类型。

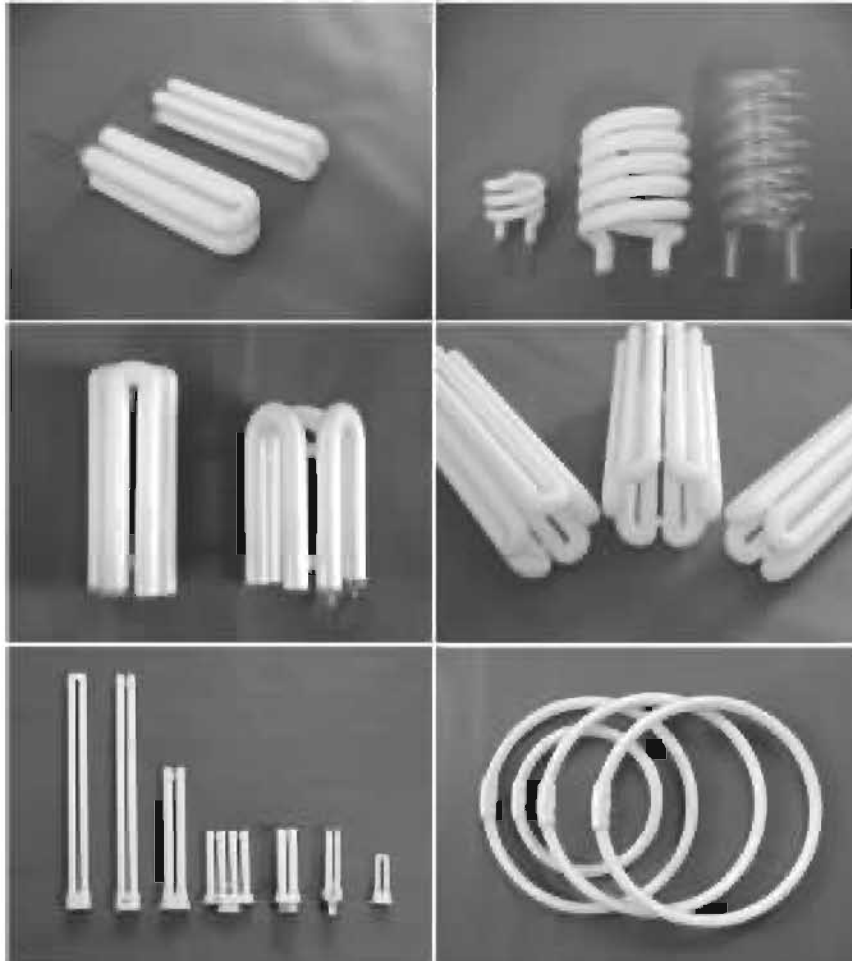


图 2-2 单端荧光灯的常见类型

第二节 荧光灯的制造工艺

节能荧光灯的制造工艺同一般荧光灯的工艺是相同的。将清洗好的已弯曲成 U 形或 Π 形的玻管涂粉。要求所涂的荧光粉结晶完善、晶体完整、表面光滑干净无杂相，最好是颗粒均匀的不球磨粉，以使荧光粉本身的光衰为最小。在涂粉前，先在玻璃管内表面涂上一层透明的氧化物保护膜，它既能阻止放电管中的汞离子进入玻璃，又阻止玻璃中的钠离子跑到荧光粉粉层上，从而避免了玻管的黑化和荧光粉颗粒表面上黑色钠汞齐的形成。采用这种保护膜工艺，可以保证荧光灯管 2000h 光通维持率达到 85%。

过去涂粉是将硝化棉加醋酸酯作为粘结剂，将按一定的比例配制的荧光粉与硝化棉的混合液，涂敷在玻璃管内壁，待自然干燥后，再送入 800°K 的烤胶炉中将硝化棉烘烤，使之

氧化分解，以气体形式排除掉。现在多采用非离子型的高分子聚合物——聚氧化乙烯作为水浆涂粉工艺的暂时粘结剂，要求该粘结剂分解温度低，在 200℃ 就能开始分解，使它从聚合体分解成单体，并以气体形式跑掉，保证在烤管阶段将粘结剂全部烤尽，且玻璃管不变形，防止在荧光粉层上生成黑色吸光膜。

在用硝化棉作粘结剂时，如烤管不良，有机粘结剂未能充分彻底分解，在灯点燃过程中，有机化合物分解，在荧光粉层表面形成吸光薄膜，会造成光衰，光通维持率下降。

烤管后，擦去灯管两端多余的荧光粉，以便与装有灯丝的芯柱封接在一起。

电极（即灯丝）是荧光灯中的一个重要部件，它的结构、材料、冷阻阻值和制造工艺对灯的质量、寿命及灯的启动特性有很大影响。灯丝的结构有双螺旋、三螺旋以及主辅式等多种形式。绕好的灯丝用酸溶液去芯丝，经烧氢定型后，装配到芯柱上，然后用电泳法在灯丝上沾敷上电子发射材料，即电子粉。优质的电子粉应该在分解激活后，逸出功函数低、容易发射电子，而且耐汞离子轰击、蒸发小，以减小阴极发射材料的溅射和蒸发所形成的黄黑现象。

将涂有荧光粉的玻璃管与装配好的芯柱封接在一起，再将 U 形（或 II 形）玻璃管接桥，以形成 2U 或 3U，然后转入下一步真空处理，将灯管接上排气台排气，待达到一定的真空度后，将灯丝通电加热，使电子粉三元碳酸盐分解，放出的 CO_2 被抽走，形成氧化钡、氧化锶、氧化钙。然后激活，将氧化钡还原产生金属钡，使电极具有良好的电子发射性能。激活所用的温度和时间要控制得当。

在排气过程中一定要严格工艺措施，要求除气彻底，电极上的发射材料充分分解，抽尽分解时产生的 CO_2 ，不让它残留在灯管内荧光粉粉层中。

灯管在排气台上经除气和电子粉分解后，充入适量的高纯度的氩气和水银，氩气的压强为 480Pa 左右，氩气中不能含有 H_2O ，以免在荧光粉粉层表面上形成吸光的薄膜，引起光效降低，光衰增大。充入氩气的作用是帮助灯管容易启辉，而且要求充入量要适中，过多或过少均会影响灯的启辉、光效及寿命。

排气之后立即封离，再经过老炼、测试后，制灯工序即告结束。

荧光灯的生产环境和设备是十分重要的，现代化的荧光灯生产企业为提高荧光灯的质量，将关键工序如涂荧光粉、涂灯丝电子粉、装架等工序安排在空调的厂房内进行，用电脑控制排气工序等。

图 2-3 列出了荧光灯质量受原材料、半成品、制灯工艺的影响示意图。

荧光灯生产中需要用一定量的汞，以 40W T12 直管荧光灯为例，约消耗 45mg 汞，如年产 10 亿支荧光灯，所消耗的汞量约为 45~60t。汞是一种对人体有害的重金属，它的毒性是铅的五倍。汞在常温下呈液态，能蒸发，温度越高，蒸发量也越大。它可以通过呼吸道、消化道和皮肤进入人体。人体内汞的含量超过一定量后，会产生明显的中毒症状，轻则头痛、倦怠、食欲不振、尿少、嗜睡、全身乏力；重则呕吐、肾功能衰退、昏迷、休克等。在制灯过程中，应注意对汞的防护，加强室内通风。工艺过程中对废弃汞污染物应集中管理和处理，接触汞的人员应注意个人防护，不在工作室吸烟、饮食和休息。工作服不穿至室外，下班后应洗澡，一般应洗脸、漱口，工作人员应定期进行健康检查。

在社会上应加强光源中汞污染的宣传，不要随意丢弃废旧含汞光源，加强回收工作，并

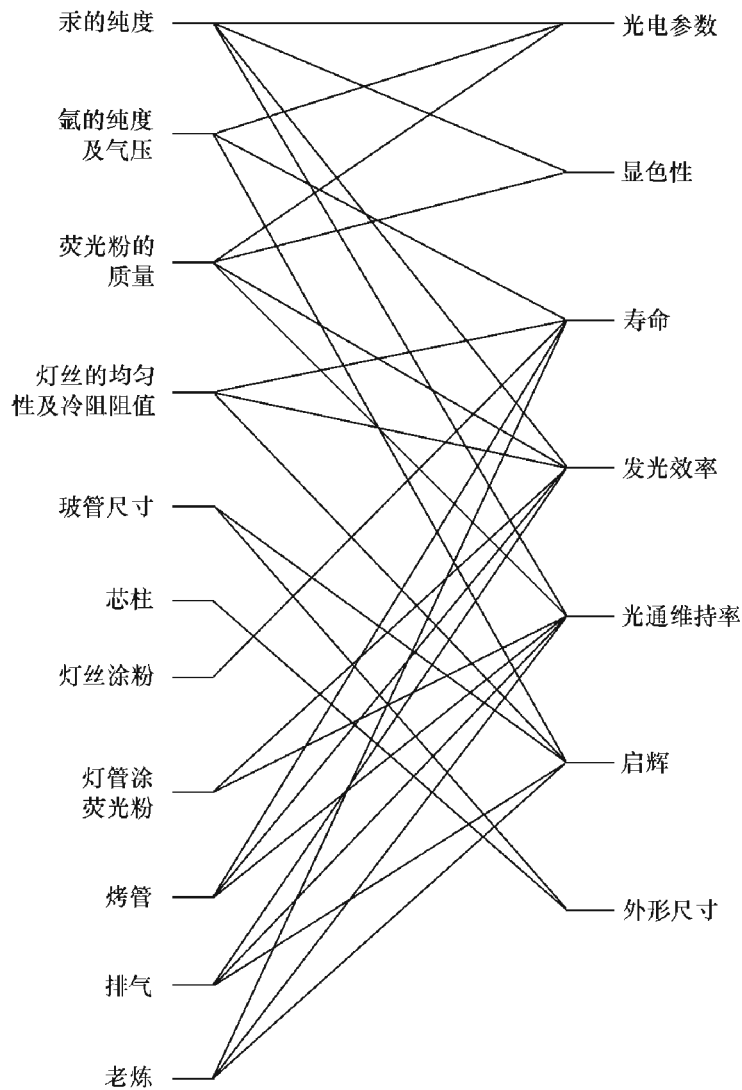


图 2-3 荧光灯质量与原材料、半成品、工艺的关系

大力推广节能光源、高效光源。例如，采用细管径或紧凑型荧光灯，使用汞齐或汞丸，使每支灯的汞含量仅为 2.5mg，灯废弃后残留的汞量可以大大减少，仅为常见的粗管径荧光灯的 1/10~1/20。此外，矿物燃料中含有大量的汞，由于发电而造成的汞污染远比光源本身的汞污染严重得多，全世界照明用电约为 1000 万亿度，占全球发电总量的 10%~15%。由于发电而在大气中排放大量的 CO₂、SO₂、NO、汞等有害物约为 5.5 亿吨，如果照明用的光源能提高光效 25%，则有害物可以少排放 1.5 亿吨。所以大幅度提高光效，减少损耗，减少污染，改变光源中主要发光元素，禁用或少用对人类环境有害的材料，是未来绿色照明、保护人类生存环境的一项重要课题。最近有报道说，美国一家公司研制出一种不用汞的荧光灯，使用场致发射，除了使用安全外，还有发光效率高、节电和使用寿命长等优点。

第三节 气体放电原理

为了对荧光灯的工作原理及其特性有一个透彻的了解，有必要对气体放电现象作详细介绍。

一、气体放电的伏安特性

在图 2-1 所示的气体放电管中，当在两电极上加上电压后，流过灯管的电流 i_L 与两个电极间电压 u_L 呈现图 2-4 所示的关系曲线。

开始由于在放电管中存在少量的游离气体分子，加上电压后，在两电极间产生电场，这些少量的电子和正离子在电场作用下分别向阳极和阴极移动，形成了很小的电流，并随电压的增加而略有上升，如图中 OA 段。但由于天然游离源所产生的离子和电子是有限的，一产生出来，立即被两个电极所拉走，再增加电压，电流也不会增加多少，图中 AB 段说明了这一情况。

B 点以后，当电压进一步增加时，电场使带电粒子加速，电子获得足够的动能，它在向阳极移动过程中与气体碰撞，使其原子游离，产生新的电子与正离子，它们和原来的电子与离子一道继续受电场的加速，从而产生更多的游离，这样便形成了雪崩放电。英国科学家汤生首先推导出这种雪崩放电的条件与规律，因此称这种放电为汤生放电。这种放电是一种非自持放电，依靠自然的游离源不断地产生电子和正离子，放电才能维持下去。另外，由于放电时并不发光，故又称为黑暗放电。

如电压进一步增加，雪崩式放电电流亦将随之迅速增加，当电流达到图 2-4 中的 C 点时，管电压会自动突然降低，并在管中出现有颜色的辉光，其颜色决定于管中所充气体的种类。这个过程称为点火，C 点所对应的电压 U_g 称为着火电压。电流增加到 D 点以后，如继续增加电流，将出现管压基本不变阶段，如图中 DE 段，这阶段称为正常辉光放电。利用这一特性，制成了辉光稳压管，其电压较高（约为 10^2 V 的数量级），而管流较小（约为几十毫安）。着火电压 U_g 是放电管的一个重要参数，它和管中气体种类、压强、两电极间的距离以及电极的材料有关。

E 点以后，如进一步增加电压，管电流增加，管压也增加，便进入了非正常辉光放电阶段，如图中 EF 段。当电压升高到 F 点后， $u_L = U_a$ ，进一步增加电流，电极因温度升高转入热电子发射，电流大幅度上升，而管压急剧下降，形成了弧光放电，如图中 FG 段。在这个阶段，雪崩式放电更加强烈，出现了低电压、大电流及负阻效应。

低压气体放电灯包括目前广为流行的紧凑型节能荧光灯都工作在弧光放电状态。利用弧光放电产生的大量电子，在电场作用下加速取得能量，碰撞汞原子使之激发，汞原子电离。当带正电的离子遇到电子而复合时，便由激发态返回到基态，以辐射出 253.7nm 的紫外线形式释放出多余的能量。荧光粉受到紫外线辐照而发光，转变为可见光，这就是光致发光现象。

应当说明，在上述过程中，在辐射出波长为 253.7nm 紫外线的同时，还辐射出少部分（约占 10%）短波紫外线（185nm），它会破坏荧光粉晶体，降低光输出，因此荧光粉要有较高的抗短波紫外线的稳定性，以使荧光灯具有良好的光通维持率。

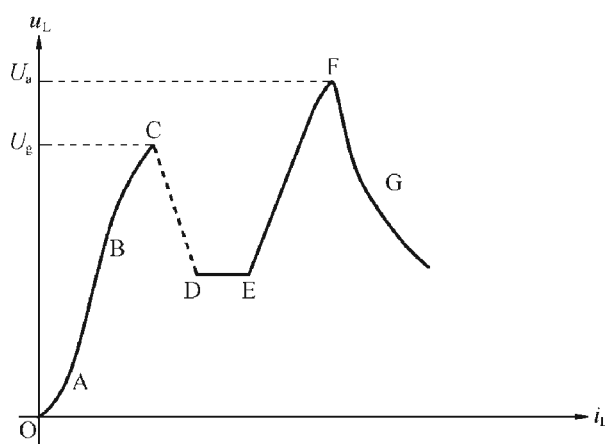


图 2-4 气体放电的伏安特性

二、荧光灯的伏安特性

由于荧光灯工作于弧光放电状态，因此它的管电压与管电流间呈负阻特性，管电流增加时，管电压下降；反之亦然，如图 2-5 所示（即图 2-4 中的 FG 段）。

即便外加电压不变时，如不采取限流措施，如果偶然因素使管电流有所增加时，它将会随管电压的下降而不断增加，直到灯管烧毁为止。

目前在荧光灯老炼、或测试其光电参数时，大多采用图 2-6 所示的电路，用铁心电感做镇流器，以限制其电流，不让它受偶然因素而无限地增加，起到镇流作用。

三、电感镇流器的工作原理

在图 2-6 电路中用一只启辉器与灯管并联，启辉器是一只辉光放电管，内部充有少量的氖气或氩氖混合气体，它有一个 T 形固定电极和另一个由双金属片制成的 U 形电极，当电路接通电源时，电源电压 220V 未能将荧光灯点亮，但能使启辉器发生辉光放电，辉光放电的热量使双金属片受热伸展，并与固定电极接触，有电流流过荧光灯管的灯丝，将其加热，同时启辉器的辉光放电停止，双金属片逐渐冷却，一旦它恢复到原来状态，两个电极不再连通，使灯丝加热电路断开，电流突然中断。由于电感的暂态特性，产生一定的高电压，它与交流电源电压相叠加，加在荧光灯的两端，使荧光灯点燃。灯点亮后，灯管电压下降，将不足以使启辉器再次产生辉光放电，启辉器停止工作。如果一次启辉灯还没有点燃，启辉器将再次启动，重复上述过程，直到灯管点燃为止。

启辉器在闭合和断开时会产生高频的电磁波干扰，对其它电器设备造成不良影响。为了消除这一现象，可以在启辉器两端并联 6.8nF 或 3.3nF/630V 的涤纶电容 C，它可以与电子镇流器中的启动电容共用一个电容，一身二任。

应当指出，由于荧光灯管的非线性伏安特性，流过图 2-6 中的灯管电流 i_L 以及加在灯管两端的电压 u_L 都不是正弦波，如图 2-7 所示。

由图可见，由于电感的存在，灯管电流滞后于电源电压，当灯管电流下降到 0 时，电源电压又升到最大值附近，有利于灯管重新启辉。由于灯的管流与管压间存在非线性的伏安特性，管流最大时，管压最低；而管流为零时，管压有一个上冲，这是灯管未点亮时电感有一个很大的脉冲电压，它与输入电压共同作用于灯管两端的的结果。

由于荧光灯的非线性特性，日光灯电路如用线性电路来分析，会有一些错误。这里介绍一套设计电感镇流器的经验公式，实践证明这些公式是比较实用的，结果也是可靠的。具体步骤如下：

(1) 根据电源输入电压 U_1 、灯的工作电压 U_L ，可用下式计算电感镇流器的工作电

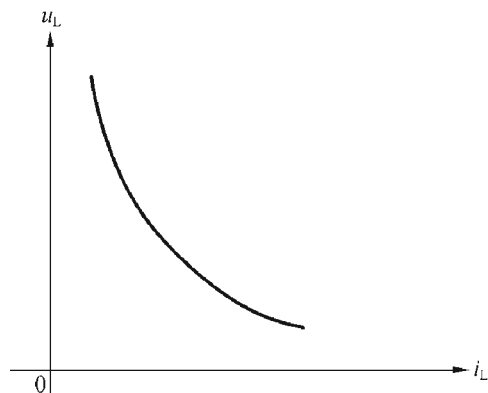


图 2-5 荧光灯的伏安特性

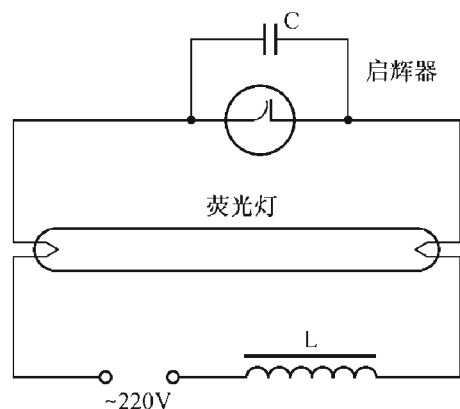


图 2-6 荧光灯管的测试电路

压 U_0 :

$$U_0 = \sqrt{\frac{U_1^2 - 1.5U_L^2}{1.15}} \quad (2-1)$$

(2) 计算电感的铁心截面积 S :

$$S = 0.75 \sqrt{P} \quad (\text{cm}^2) \quad (2-2)$$

P 为灯管功率。

(3) 按变压器的基本公式, 计算电感线圈的匝数 N :

$$N = \frac{U_0}{4.44fBS} \times 10^4 \quad (\text{匝}) \quad (2-3)$$

f 为电源的频率, $f=50\text{Hz}$;

B 为铁心的磁感应强度, 单位为 T (特 [斯拉]), 普通硅钢片的磁感应强度可取为 1.1~1.3T。

(4) 确定漆包线的线径 d :

$$d = 1.13 \sqrt{\frac{I_L}{J}} \quad (\text{mm}) \quad (2-4)$$

I_L 为灯管电流 (A), J 为漆包线的额定电流密度 (A/mm^2), 其值可取为 2~4 A/mm^2 , 视镇流器的散热条件而定, 如散热好, 可取值为 4; 反之, 则取值小一些。

(5) 确定铁心气隙宽度 δ :

$$\delta = \frac{I_L \cdot N}{1.13B} \quad (\text{mm}) \quad (2-5)$$

气隙大小可以适当调整, 以在额定工作电压下得到满意的灯管电流为止, 启动电流过小, 灯丝预热不够, 电极 (即灯丝) 受离子轰击溅射严重, 应适当减小电感值 (加大气隙或取下几片硅钢片); 反之, 则启动电流过大, 灯丝容易烧断, 应适当增加电感值。

四、用电子镇流器驱动荧光灯管

首先, 要求电子镇流器具有镇流作用, 它的输出高频电压通过电感加到荧光灯管, 也能抑制灯管的负阻效应, 但由于工作频率为几十千赫, 比 50Hz 高出很多, 因此电感值要小得多。因为电感的体积很小而重量很轻, 所以电子镇流器也就比电感镇流器轻得多。

其次, 从图 2-4 气体放电的伏安特性知, 在灯丝未加热或虽已加热, 但尚未达到 700°C (1000°K) 足以发射大量电子时, 在两电极间施加高电压, 灯丝附近会出现辉光放电现象, 导致灯丝上发射物质的严重溅射, 使灯丝附近的管壁上出现早期发黑, 造成荧光灯光衰严重, 寿命降低。因此, 当将荧光灯通电由冷态点亮时, 应尽量减小由灯不亮到出现弧光放电 $u_L=U$ 。这段过程所花费的时间, 即尽量减小出现辉光放电的时间, 让它迅速进入弧光放电状态。做到这一点并不难, 只要在电子镇流器电路中加入灯

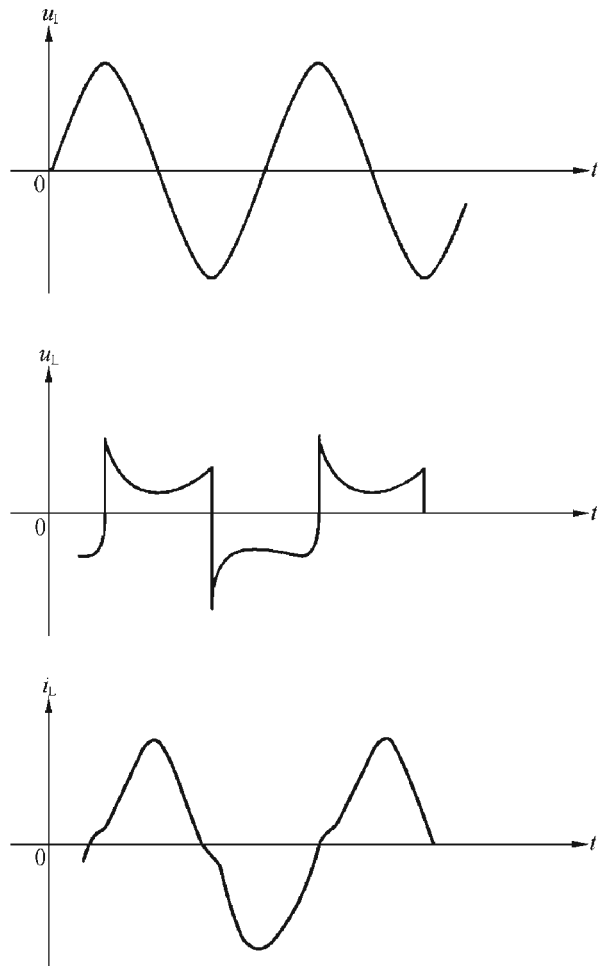


图 2-7 荧光灯的管压、管流波形

丝预热启动电路，在灯管两电极间并联阻值为数百欧（冷态）的正温系数（PTC）热敏电阻，使开始时灯管两端电压低于着火电压 U_g ，当灯丝已经被预热，发射大量电子，降低了弧光放电所需的电压 U_a 后，再依靠电子镇流器电路中 LC 串联谐振所提供的高频高电压，使灯管两端电压瞬间超过 U_a 。（见图 2-4）后，就迅速点亮灯管，进入弧光放电状态，从而避免出现辉光现象。有关电子镇流器的具体电路及其工作情况，将在后续章节中陆续加以介绍。

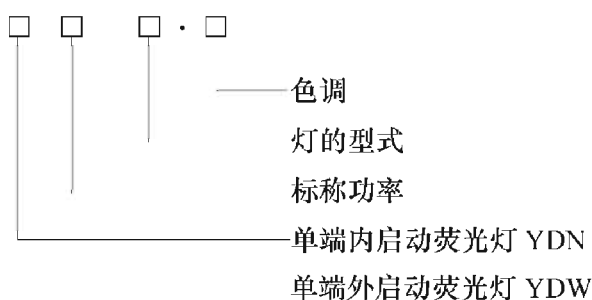
第四节 单端荧光灯

所谓单端荧光灯是一种单灯头的装有内启动装置或外启动装置并连接在外电路上工作的荧光灯。本节为讨论方便，把灯管厂家生产的用来装配成整灯的毛管，也归属于单端荧光灯，一并讨论它们的光电参数。

从气体放电管的工作原理知道，在直流供电情况下，从阴极到阳极按其发光程度的不同，可分为五个区域，依次为阴极暗区、负辉区、法拉弟暗区、正柱区、阳极辉光区。其中正柱区是一个等离子区，电子浓度和正离子浓度几乎相等。在这个区域中气体原子被电离和激发，同时电子和离子又复合而消电离。气体放电光源主要利用正柱区的可见光辐射这一特性制造的。正柱区的长度、电压降的大小是决定发光强度的因素之一。通常，灯管越长，正柱区电压越高，发光就越强。可见，提高光效的有效途径之一是增长放电管的正柱区的长度，即增加放电管的长度。但长度的增加不是没有限制的。为了整灯的紧凑与小型化，通常把荧光灯管弯成 U 形、 Π 形、方形、环形、螺旋形，或通过接桥连成 2U（2 Π ）、3U（3 Π ）、4U（4 Π ）、5U（5 Π ）等形状，这些在前面已提到过。

一、单端荧光灯的型号

单端荧光灯的型号由四部分组成，各部分字母和数字所代表的意义如下：



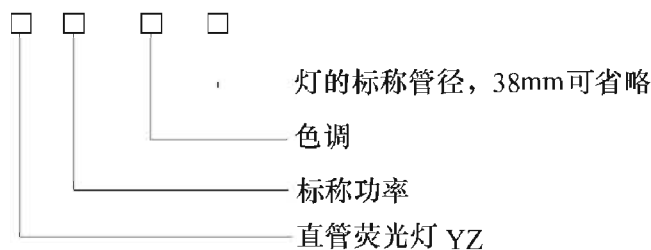
其中色调用汉语拼音表示，分别为：

RR 日光色 (6500K)	RZ 中性白色 (5000K)
RL 冷白色 (4000K)	RB 白色 (3500K)
RN 暖白色 (3000K)	RD 白炽灯色 (2700K)

示例：YDW11-2U·RR 表示 11W 2U 日光色单端外启动荧光灯。

YDN18-3U·RD 表示 18W 3U 白炽灯色单端内启动荧光灯。

对环形荧光灯及直管荧光灯，其型号也由四部分组成：



示例：YZ40RR32 表示管径为 32mm 的 40W 日光色直管荧光灯。

二、荧光灯管的主要参数

荧光灯管参数是用来表示荧光灯特性的，不同型号的荧光灯，不仅它的外形尺寸不同，而且它的光电特性也不同。灯的光电参数有灯电压、灯电流、光通量、光效、光通维持率、寿命等。这些参数一般是用基准电感镇流器测得的，我们用荧光灯管来组装电子节能灯时，它们的参数如灯电压、灯电流均由生产厂家提供，具有一定的参考价值。电子镇流器的输出电压、输出阻抗完全不同于电感镇流器，荧光灯用电子镇流器驱动时，一般其管压要高一些，而管流要小一些。即使同一只荧光灯，当电子镇流器改变其半桥逆变器中三极管的驱动电压时，它的输出电压、输出电流也会发生变化，从而使荧光灯的工作点即管流、管压亦会随之改变。

人们希望供应商提供的一批荧光灯管参数均匀一致，性能稳定，不要有很大的分散性，用这样的灯管来组装一体化紧凑节能灯，就很容易作到匹配，其整灯的参数也会均匀一致。

表 2-2 为单端荧光灯启动特性和电参数，见我国国家标准 GB/T17262-2002，neq IEC60901:2000，它是用基准电感镇流器测得的。表 2-3 为单端荧光灯的光通量值。

表 2-2 单端荧光灯启动特性和电参数

灯的类别	标准功率 (W)	额定功率 (W)	灯电压 (V)			灯电流 (A) ⁽¹⁾		启动电压 不大于 (V)	启动时间 不大于 (s)
			额定值	最小值	最大值	工作电流	预热电流		
双管类	5	5.4	35	30	40	0.180	0.190	198	10
	7	7.1	47	42	52	0.175			
	9	8.7	60	54	66	0.170			
	11	11.8	90	81	99	0.155			
	18	18	58	52	64	0.375	0.540	103.5	
	24	24	87	77	97	0.345	0.510		
	28	28.4	108	98	118	0.320	0.410		
	36	36	106	96	116	0.435	0.650		
四管类	7	7.1	45	40	50	0.180	0.190	198	
	9	8.7	60	54	66	0.170			
	10	10	64	58	70	0.190	0.210		
	11	11.8	90	81	99	0.155	0.190		
	13	13	91		101	0.175	0.210		
	18	18	100	90	110	0.220	0.280		
	26	26	105	95	115	0.325	0.420		

续表

灯的类别	标准功率 (W)	额定功率 (W)	灯电压 (V)			灯电流 (A) ⁽¹⁾		启动电压 不大于 (V)	启动时间 不大于 (s)
			额定值	最小值	最大值	工作电流	预热电流		
多管类	13	13	91	81	101	0.175	0.210		
	18	18	100	90	110	0.220	0.280		
	26	26.5	105	95	115	0.325	0.420		
方形	10	10.5	72	65	79	0.180	0.215		
	16	16	103	93	113	0.195	0.260		
	21	21	102	92	112	0.260	0.310		
	28	28	108	98	118	0.320	0.410		
	38	38.5	110	100	120	0.430	0.580		
环形	22	22	62	55	69	0.400	0.600		
	32 (D29) ⁽²⁾	32	84	74	94	0.450	0.675		
	32 (D32) ⁽²⁾	32	81	71	91				
	40 (D29) ⁽²⁾	40	115	105	125	0.415	0.630		
	40 (D32) ⁽²⁾	40	110	100	120	0.420			

说明：(1) 参考值，不考核

(2) D29、D32 表示标称管径为 29mm 和 32mm。

表 2-3

单端荧光灯的光通量值

灯的类别	标称功率 (W)	光通量额定值	
		RR, R2	RL, RB, RN, RD
双管类	5	230	240
	7	350	380
	9	540	580
	11	820	880
	18	1120	1200
	24	1600	1700
	28	1930	2050
	36	2510	2670
	40	2910	3000
四管类	55	3970	4100
	13	840	890
	18	1120	1200
	26	1680	1780
多管类	13	840	890
	18	1120	1200
	26	1680	1780
	32	1930	2080
	42	2540	2730

灯的类别	标称功率 (W)	光通量额定值		
		RR, R2	RL, RB, RN, RD	
方形	10	590	630	
	16	960	1050	
	21	1270	1380	
	28	1800	1850	
	38	2600	2630	
环形	D29 D32	22	980	1115
		32	1560	1835
		40	2225	2580
	D16	22	1710	1800
		40	3000	3200
		50	3800	4000

说明：D16、D29、D32 表示标称管径为 16mm，29mm，32mm。

荧光灯管的长度对它的光通量及光效有很大影响，国内的供应商有时会根据客户对灯管长度的要求将其适当加长或缩短，而未按上述规定生产。一般来说，加长灯管，将会增加光通量，提高光效。反之，缩短灯管，则会使光通量降低，光效减少。

第五节 双端荧光灯

双端荧光灯是双灯头管形低压汞蒸气放电灯，其大部分光是由放电产生的紫外线激活荧光粉涂层而发射出来的。

一、双端荧光灯的种类

双端荧光灯的品种有：

(1) 采用交流电源频率带启动器预热阴极荧光灯，以 YZ 型号表示，标称功率为 4~125W，灯头型号有 G5 和 G13 两种，标称管径有 16mm、26mm、29mm、32mm 和 38mm 等几种。

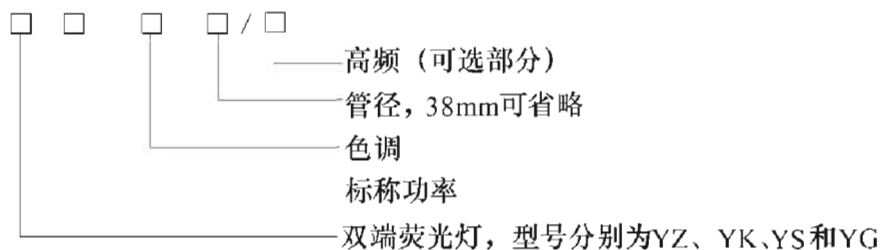
(2) 快速启动荧光灯，采用交流电源频率、不带启动器工作的高阻预热阴极和低阻预热阴极灯，以 YK 表示，标称功率有 20 W 和 40 W，灯头型号为 G13，标称管径有 32 mm (T10) 和 38mm (T12)。

(3) 瞬时启动荧光灯，采用交流电源频率工作的非预热的阴极灯，以 YS 表示，标称功率有 20W 和 40W，灯头型号为 Fa6，标称管径为 38mm。

(4) 高频工作的预热和非预热的阴极荧光灯，以 YG 表示，标称功率为 14~80W，灯头型号有 G5 和 G13，标称管径有 16mm (T5) 和 26mm (T8)。

二、双端荧光灯的型号

双端荧光灯的型号命名及编写方法如下：



三、灯的外形及灯头型号

双端荧光灯可带 G5 或 G13 灯头, 如图 2-8 (a) 所示或带 Fa6 灯头, 如图 2-8 (b) 所示。



$$B_{\max} = A_{\max} + 7.1, B_{\min} = A_{\max} + 4.7, C_{\max} = A_{\max} + 14.2$$

图 2-8 带 G5、G13 或 Fa6 灯头的灯外形尺寸图

四、灯的外形尺寸及其电参数

下面以列表形式给出高频预热阴极荧光灯的有关参数如表 2-4、2-5、2-6 所示, 其它类型灯可查阅 GB/T10682-2002 有关资料。

表 2-4 高频预热阴极荧光灯外形尺寸及灯头型号

工作类型	标称功率 (W)	A (mm)		B (mm)		C (mm)		D _{max} (mm)		灯头型号
		max	min	min	max	min	max	φ16	φ26	
高频预热阴极 荧光灯	14	549.0	549.0	556.1		563.2		17.0		G5
	16	589.8	589.8	596.9		604.0			28.0	G13
	21	849.0	849.0	856.1		863.2		17.0		G5
	24	549.0	549.0	556.1		563.2		17.0		G5

续表

工作类型	标称功率 (W)	A (mm)	B (mm)		C (mm)		D _{max} (mm)		灯头型号
		max	min	max	min	max	φ16	φ26	
高频预热阴极 荧光灯	28	1149.0	1149.0	1156.1		1163.2	17.0		G5
	32	1199.4	1199.4	1206.5		1213.6		28.0	G13
	35	1449.0	1449.0	1456.1		1463.2	17.0		G5
	39	849.0	849.0	856.1		863.2	17.0		G5
	54	1149.0	1149.0	1156.1		1163.2	17.0		G5
	80	1449.0	1449.0	1456.1		1463.2	17.0		G5

表 2-5 高频预热阴极荧光灯启动特性及电参数

频率 /kHz	标称功率 /W	标称管径 /mm	启动辅助装置 距离/ mm	预热 电流/A	预热时间 /s	开路电压 (有效值) /V	启动时间 /s	额定功率 /W	灯两端电压 (有效值) /V			灯电流 /A
									额定值	最小值	最大值	
20~ 26	14	16	6	0.210	2	230	0.1	13.7	82	72	92	0.170
	21							20.7	123	131	133	
	24							22.5	75	67	83	0.300
	28							27.8	167	150	184	
	35							34.7	209	189	229	0.170
	39							38	112	102	122	
	54							53.8	118	108	128	0.460
	80							80	145	130	160	0.555
	16	26	19	0.510		200	16.0	64	58	70	0.255	
	32					240	32.0	128	118	138	0.255	

表 2-6 高频预热阴极荧光灯的光参数、寿命及光通维持率

工作类型	标称功率/ W	初始光通量额定值/lm			显色指数 额定值	光通维持率/%		额定寿命/ h
		RR, RZ	RL, RB	RN, RD		燃点 2000h 时	70% 寿命时	
高频预热阻极 荧光灯	14	1045	1140	1140	82	85	75	8000
	16	1050	1200	1200				
	21	1660	1850	1850				
	24	1590	1635	1635				
	28	2350	2470	2470		87		10000
	32	2500	2700	2700				
	35	2890	3135	3135				
	39	2760	2925	2925				
	54	3930	4200	4200				
	80	5500	5850	5850				

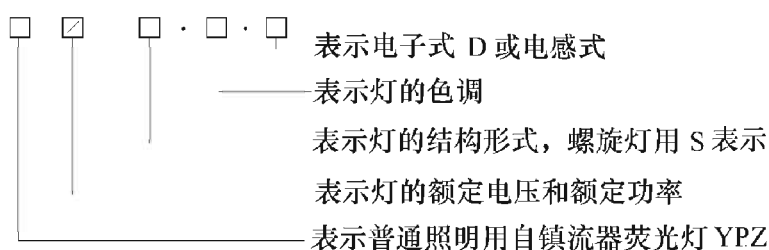
在表 2-4 中 T5 (即 $\phi 16$) 灯管有高光效型 (14W、21W、28W、32W) 及高输出型 (24W、39W、54W、80W) 两种, 它们具有相同的灯管长度, 其 A_{max} 值分别为: 549mm、849mm、1149mm 及 1449mm, 在制作或选用电子镇流器时, 一定要注意加以区别。

第六节 自镇流器荧光灯的主要参数

自镇流荧光灯是指含有灯头、镇流器和灯管并使之成为一体的荧光灯, 这种灯在不损坏其结构时是不可拆卸的。

我国对于普通照明用自镇流荧光灯的性能及安全要求, 已颁布了国家标准, 2002 年又作了修订, 新国标 GB/T17263-2002, neq. IEC60 969. 2000 对其性能要求作了具体规定。

一、型号的编写规则



示例: 220V、13W、3U 冷白色普通照明用电子式自镇流荧光灯的型号写为 YPZ220/13-3U · RL · D。

型号中第四、五部分, 在生产和流通中可根据需要灵活取舍。

自镇流荧光灯的外形如图 2-9 所示, 视所用灯管不同而有所区别。





图 2-9 各种自镇流器荧光灯的实例

二、自镇流器荧光灯的光效要求

标准中对自镇流器荧光灯的初始光效要求应符合表 2-7 的规定。

表 2-7 普通照明用自镇流荧光灯的初始光效

项 目	额定功率范围 (W)	颜色/初始光效 (lm/W)		
		RR, RZ	RL, RB	RN, RD
1	5~8	36	40	40
2	9~14	44	48	48
3	15~24	51	55	55
4	>25	57	60	60

注：(1) 表中数据代表电子自镇流器荧光灯的初始光效。

(2) 对带有玻璃和塑料外罩的灯，其初始光效不得比无外罩的灯低 20%。

(3) 电子自镇流器荧光灯的初始光效可由制造商或销售商写明标称值，但实测值不得低于标称值的 90%。

三、标准中对自镇流荧光灯其它参数的要求

标准中除以上要求外，对自镇流荧光灯的性能还有以下一些要求：

1. 灯功率

在额定电压和额定频率下，实际消耗功率与额定功率之差不得大于额定功率的 15%。

旧标准中对于功率下限未作具体规定，这给某些制造商以可乘之机，将功率值做得很低，以降低成本。若灯的光通量很低，亮度也很低，达不到使用要求，也是对用户不负责任的。

2. 功率因数

此灯在额定电压和额定频率下工作时，其功率因数与制造厂标称值不得相差 ± 0.05 ，但对上限不作规定，即其值愈大愈好。

3. 灯电源电流中谐波含量的百分比

自镇流荧光灯在额定电源电压和额定频率下工作时，灯达到稳定工作状态之后，对电源电流中谐波含量的要求在新标准 GB/T17263-2002 中作了更加严格的要求（对不同功率的灯作了不同的要求）：

(a) 对有功功率大于 25W 的自镇流荧光灯谐波含量不得超过表 2-8 (a) 中规定的值。

表 2-8 (a)

灯电源电流中谐波含量极限值

谐波次数 n	基波频率下输出电流的百分数表 示的最大允许谐波电流/%
2	2
3	30λ
5	10
7	7
9	5
11~39	3

λ 表示线路功率因数。

(b) 对有功率小于或等于 25W 的自镇流荧光灯应满足表 2-8 (b) 要求。

表 2-8 (b)

灯电源电流中谐波含量极限值

谐波次数 n	每瓦允许最大谐波电流 / (mA/W)	最大允许谐波电流 /A
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1.0	0.77
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
$13 \leq n \leq 39$	$3.85/n$	$0.15 \times 15/n$

对有功率大于 25W 的灯，表 2-8 (a) 的规定比较严格，要求电子镇流器具有较高功率因数（大于 0.95）的电路才能达到要求，采用目前流行的逐流电路或双泵电路是无法满足谐波限值要求的，只能达到旧标准中 H 级要求。

我国旧标准 GB/T15144-94 和 GB/T17263-1998 中对一体化节能灯谐波的考核要求，不分功率大小，一概要求为 H 级或 L 级，在 GB17625.1-1998 中把 IEC61000-3-2 标准中有功率小于 25W 的要求给删除了。结果，在我国的节能灯生产中出现了这样的一种怪圈；人们在小功率节能灯生产中，只生产少量的几种规格，这几种规格满足国家标准中关于谐波含量指标（H 级）的高功率因数要求，以应付质量检验监督中心的检测，体现所谓的企业技术水平。而大量生产的、用于出口或国内市场销售的却是低功率因数灯。国外情况则不然，如世界几家知名的荧光灯生产公司 OSRAM、PHILIPS 等公司生产的节能灯凡功率低于 25W 以下的灯，均按 IEC61000-3-2 标准生产，都是低功率因数灯。这种灯的温升较低，可靠性高，灯电流波峰系数在 1.45~1.65，对灯管寿命也有利。过去我国为满足旧标准 GB17625.1-1998 的要求，自镇流荧光灯大都采用逐流电路，这种无源功率因数校正电路要做到波峰系数在 1.7 以下是比较困难的，并且整灯温升高，可靠性差。新标准 GB/T17263-2002 改正了过去的不当之处，将自镇流荧光灯以 25W 为分界线，对 25W 以下的灯降低了对谐波的考核要求，实在是一种明智之举。

4. 启动特性

启动电压不得大于 90% 的额定电压，对电子式自镇流灯，其启动时间不得大于 4s。一般在 1.5~2s 以内为宜。

5. 寿命

灯的额定平均寿命不得低于 6000h（国外平均寿命为 8000h），平均寿命按 n ($n > 10$) 只灯的光通维持率符合标准要求，且继续点燃至 50% 的灯达到单只灯寿命时的时间计算。

6. 光通维持率

灯在燃点 2000h 时，光通维持率不得低于 80%（国外规定 2000h 的光通维持率不得低于 88%）。

7. 颜色特征

灯的显色指数及色容差范围应符合表 2-9 的规定。

表 2-9 自镇流荧光灯的色度性能

色调	代表符号	显色指数	色坐标目标值		相关色温	SDCM
			X	Y		
F6500 (日光色)	RR	80	0.313	0.337	6430	≤5
F5000 (中性白色)	RZ		0.346	0.359	5000	
F4000 (冷白色)	RL	82	0.380	0.380	4040	
F3500 (白色)	RB		0.409	0.394	3450	
F3000 (暖白色)	RN	84	0.440	0.403	2940	
F2700 (白炽灯色)	RD		0.463	0.420	2720	

四、欧洲共同体对自镇流荧光灯的光通要求

欧洲共同体对家用灯具制定了节能标签法规。在此法规中对由市电供电的家用灯具的能量效率指数 E_l 及其节能等级 (A、B、C……G) 作了明确规定。根据该法规，节能灯为达到某一等级，必须满足一定的光通量要求。我国即将推行的能效标准同它的含义是一样的。

1. A 级标准

为了达到 A 级标准，各种瓦数的节能灯的光通量 L ，必须满足以下公式：

$$W_R = 0.24\sqrt{L} + 0.0103L \geq W \quad (2-6)$$

式中， L 为该灯的额定光通量， W_R 为根据式 (2-6) 计算出来的功率值 (W)， W 为该灯的标称功率 (W)。

例 2-1 某公司的节能灯标称功率为 10W，实测光通量 $L=510\text{lm}$ ，则由式 (2-6)

$$W_R = 0.24\sqrt{510} + 0.0103 \times 510 = 5.42 + 5.25 = 10.67(\text{W})$$

超过该灯的标称功率 10W，因此，该灯可以打上 A 级标签。

如该灯的标称功率定为 11W，便不能满足式 (2-6)，亦不能定为 A 级。

根据式 (2-6) 可以算出各种瓦数的节能灯为打上 A 级标签，必须达到或超过表 2-10 所给出的光通量值。

表 2-10 节能灯 A 级的光通量值的要求 (由式 2-6 计算所得值)

灯的标准功率 (W)	光通量最低值 (lm)	灯的标称功率 (W)	光通量最低值 (lm)
5	180	16	870
7	290	18	1010
9	410	20	1155
10	470	22	1300
11	535	23	1370
12	600	24	1445
13	665	26	1595
15	800	28	1750

2. B~G 级标准

对于 B~G 级，可以根据式 (2-7)、(2-8) 算出能量效率指数 E_1 ，并根据 E_1 取值范围确定其级别。

$$W_R = 0.88 \sqrt{L} + 0.049L \quad L > 34\text{lm} \\ = 0.2L \quad L < 34\text{lm} \quad (2-7)$$

$$E_1 = W/W_R \times 100\% \quad (2-8)$$

$E_1 < 60\%$	B 级
$60\% \leq E_1 < 80\%$	C 级
$80\% \leq E_1 < 95\%$	D 级
$95\% \leq E_1 < 110\%$	E 级
$110\% \leq E_1 < 130\%$	F 级
$E_1 \geq 130\%$	G 级

该法规于 1999 年 7 月 1 日生效，并从 2000 年 12 月 31 日开始要求在相关产品的文字及包装材料上都必须有节能标签标记，标明该灯属于哪一级的产品。因此我国出口到欧洲共同体的节能灯最好都能满足表 2-10 中的规定光通量值 (光效达到 60lm/W 左右)，以达到 A 级标准。

五、美国能源之星对紧凑型荧光灯性能要求

美国对其从国外进口的自镇流荧光灯要求必须达到“美国节能标志技术要求”，具体数据如下：

(1) 光效：

① 外露灯	小于 15W	光效为 45lm/W
	大于或等于 15W	光效为 60lm/W
② 罩灯	14W	光效为 40lm/W

	15~19 W	光效为 48lm/W
	20~24 W	光效为 50lm/W
	大于或等于 24 W	光效为 55lm/W
③ 反射灯	19 W	光效为 33lm/W
	大于或等于 20 W	光效为 40lm/W

- (2) 流明维持率： 在额定寿命 40% 的时候，不得小于 80%。
- (3) 启动时间： 打开开关，使灯完全启动并保持点亮时间应小于或等于 1.0s 的平均数。
- (4) 显色指数： $R_a \geq 80$
- (5) 启动温度： 灯的包装必须指明最低的启动温度，或使用的地理区域和其它条件。
- (6) 稳定时间： 应不超过 3min
- (7) 相关色温： 如色温不在 2700K 和 3000K 之间，应在产品包装上说明其相关色温，并说明该产品的用途。

- (8) 输入电压和频率： 120V，60Hz。
- (9) 功率因数： 大于或等于 0.50。
- (10) 工作频率： 大于或等于 40kHz。
- (11) 灯的额定平均寿命为 6000h。
- (12) 电磁干扰： 根据 FCC 47 CFR18 章对民用产品规范的要求。
- (13) 适合的控制器 包装及灯上需注明通用的开关控制器。
- (14) 瞬态保护： 根据 ANSI/IEEE C62.41，Category A，7 条款。

第七节 色度学的基本知识

为了测试单端荧光灯和自镇流荧光灯的光电参数，如光通量、光效、色品坐标、相关色温及色容差，通常都要采用光谱分析系统，例如杭州远方仪器公司的 PMS-3 光谱分析系统。

测试所用的原理及结果都要涉及到“光辐射测量”的光度学和色度学两大领域。对于从事荧光灯制造和电子镇流器设计的工程技术人员，这是一个比较陌生的领域，因此，本节中介绍一些有关这方面的入门知识，以便帮助人们对测试结果能有一个粗浅而正确的了解。

一、色度学的基本知识

人眼对颜色的感觉是一个十分复杂的问题，经过长期和大量的实践证实，在有正常视觉的人眼里，存在着三种细胞，它们对可见光的电磁辐射中的红、绿、蓝光灵敏，相当于三个接收器，其峰值灵敏度分别在红、绿、蓝光区，三种相对光谱灵敏度曲线如图 2-10 所示。

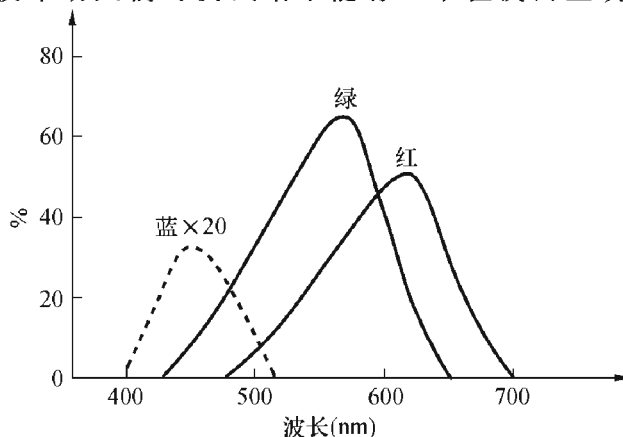


图 2-10 人眼三种接收器的相对灵敏度曲线

自然界中任何一种颜色的光射入人眼后，按其光谱成分的不同，分别作用于人眼视网膜上的红绿蓝三个接收器上产生激励，在视神经上产生彩色的感觉，所以颜色的感觉是客观物体作用于人们感觉器官的结果。进一步的研究证明：自然界任何一种颜色的光，均可用三种基本颜色的光按一定的比例组合而成。这些研究结果奠定了色度学上的三基色原理。

目前世界上通用的是国际照明委员会（CIE）规定的 RGB、XYZ 和 UVW 三种表色系统。

二、RGB 表色系统

选择三基色的方法很多。为了科学地、统一地表示颜色，1931 年国际照明委员会确定 RGB 三基色：波长为 700.0nm 的红光（R）、波长为 546.1nm 的绿光（G）和波长为 435.8nm 的蓝光（B），标准白光（E）的三基色光通量配比为 $\Phi_R : \Phi_G : \Phi_B = 1 : 4.5907 : 0.0601$ 。这就是说，1lm 的红光、4.5907lm 的绿光和 0.0601lm 的蓝光混合起来，就可得到 $1 + 4.5907 + 0.0601 = 5.6508$ lm 的标准白色（E）。把上述三种光通量配比的三色光作为单位量，简称为基色量 R_1 、 G_1 、 B_1 。基色量确定后，任何一种颜色的数字表达式可表示为：

$$\Phi = R \cdot R_1 + G \cdot G_1 + B \cdot B_1 \quad (2-9)$$

式中 R 、 G 、 B 为三色系数。

计算该复合光的光通量，即为：

$$|\Phi| = R \cdot 1 + G \cdot 4.5907 + B \cdot 0.0601$$

对标准白光，三色系数 $R=G=B=1$ 。

$$|\Phi| = 5.6508 \text{lm}$$

如果只想了解复合光的色表，不需要知道光通量，则只需求出 R 、 G 、 B ，或其相对值即可，令

$$\begin{aligned} r &= \frac{R}{R+G+B} \\ g &= \frac{G}{R+G+B} \\ b &= \frac{B}{R+G+B} \end{aligned} \quad (2-10)$$

r 、 g 、 b 表示复合光的色度，即 R 、 G 、 B 的相对比例，称为色坐标。由式（2-10）可见

$$r + g + b = 1 \quad (2-11)$$

只需知道 r 、 g 、 b 中的两个，即可由式（2-11）计算出第三个。图 2-11 示出了 r 、 g 色坐标图。图中舌形曲线表示单色光的轨迹，三个基色量的色坐标分别为 $R(1, 0)$ $G(0, 1)$ $B(0, 0)$ 。标准白光 E 由于 $R=G=B=1$ ， $r=g=b=\frac{1}{3}$ ，位于 r 、 g 坐标图中的 E 点 $(0.333, 0.333)$ ，如图 2-11 所示。

根据一个光源的能量分布函数 $\varphi_e(\lambda)$ 还不能计算出它的色坐标，还须知道光源的每一个光谱波长对 R、G、B 的作用效果，确定标准人眼的视觉函数。另外，还要考虑标准白光光源 E 在色坐标图中的等值位置。经过实验和数学推导，国际照明委员会（CIE）确定

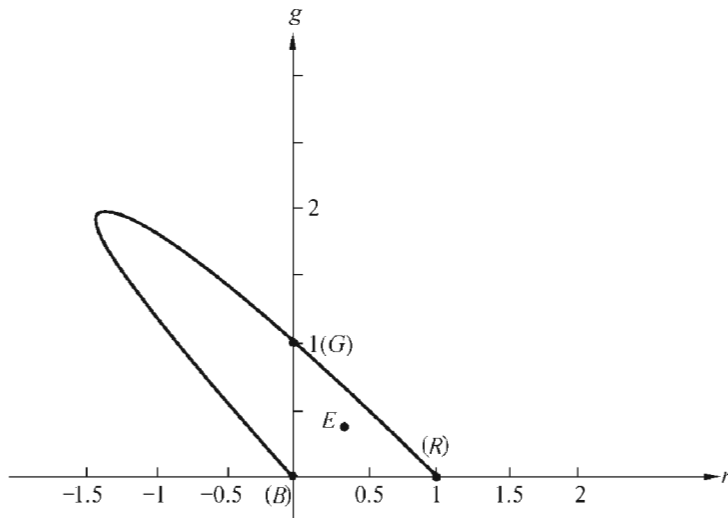


图 2-11 RGB 表色系统的色品图

RGB 表色系统中等能量白光的三色分布系数 $\bar{r}(\lambda)$ 、 $\bar{g}(\lambda)$ 、 $\bar{b}(\lambda)$ ，它们的曲线如图 2-12 所示。三色系数 R 、 G 、 B 的值可由下式计算

$$\begin{aligned}
 R &= \int_{380\text{nm}}^{780\text{nm}} \varphi_e(\lambda) \bar{r}(\lambda) d\lambda \\
 G &= \int_{380\text{nm}}^{780\text{nm}} \varphi_e(\lambda) \bar{g}(\lambda) d\lambda \\
 B &= \int_{380\text{nm}}^{780\text{nm}} \varphi_e(\lambda) \bar{b}(\lambda) d\lambda
 \end{aligned} \tag{2-12}$$

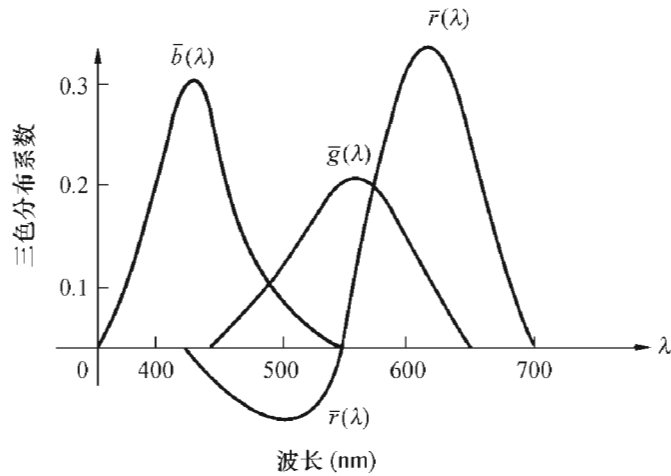


图 2-12 700.0、546.1、435.8nm 分布系数曲线

式中 $\varphi_e(\lambda)$ 为光源的光谱能量分布函数。

三、XYZ 表色系统

用 RGB 表色系统时，三色分布系数及 r 、 g 的取值均有负值（见图 2-11、2-12），这会给计算带来不便。另外，在计算光源的光通量时，必须按式 (2-12) 分别计算三个系数 R 、 G 、 B 值，又给计算带来麻烦。为简化计算，并消除 RGB 表色系统中的上述缺陷，经过一系列数学换算，CIE 又规定了一种 XYZ 表色系统。这个系统避免色坐标图中出现负值，同时计算光通量时，只需计算一个系数 Y 值。

XYZ 表色系统同 RGB 表色系统的对应关系如下：

$$\begin{aligned} X &= 2.7689R + 1.7517G + 1.1302B \\ Y &= 1.0000R + 4.5907G + 0.0601B \\ Z &= 0.0000R + 0.0565G + 5.5943B \end{aligned} \quad (2-13)$$

XYZ 表色系统的色坐标为：

$$\begin{aligned} x &= \frac{X}{X+Y+Z} \\ y &= \frac{Y}{X+Y+Z} \\ z &= \frac{Z}{X+Y+Z} \end{aligned} \quad (2-14)$$

同样有 $x+y+z=1$ ，只要知道其中的 x 、 y ，便可确定 z 值。对标准白光 (E) 也有 $x=y=z=\frac{1}{3}$ 。

XYZ 表色系统的色坐标 x 、 y 同 RGB 表色系统的色坐标 r 、 g 间存在以下的换算关系：

$$\begin{aligned} x &= \frac{1.1302 + 1.6378r + 0.6215g}{6.8746 - 3.0157r - 0.3857g} \\ y &= \frac{0.0601 + 0.9399r + 4.5306g}{6.7846 - 3.0157r - 0.3857g} \end{aligned} \quad (2-15)$$

与图 2-11 相对应，XYZ 表色系统的色坐标图如图 2-13 所示。

图中舌形曲线代表单色光在色坐标上的轨迹，人眼所能看到的颜色都在这个舌形曲线以内。这种表色系统克服了 RGB 表色系统的缺点， x 、 y 取值均为正值，任何一种颜色光的数学表达式为

$$\Phi = X \cdot X_1 + Y \cdot Y_1 + Z \cdot Z_1 \quad (2-16)$$

式中 X_1 、 Y_1 、 Z_1 为该表色系统中的三个基色量， X 、 Y 、 Z 为该颜色光的三系数。标准白光 E 的光通量配比为 $\Phi_x : \Phi_y : \Phi_z = 0 : 5.6508 : 0$ ，这样，计算任何一种颜色光的光通量变为

$$|\Phi| = 5.6508Y \quad (2-17)$$

这要比 RGB 表色系统简单得多。

图 2-13 中一条曲线表示黑体在不同温度下辐射光颜色的色坐标变化轨迹，E 点为标准白光 ($x=y=1/3$)。自然界中全部颜色光都能用 x 、 y 表示，且均能在图 2-12 CIE 1931 XYZ 表色系统中的马蹄色品图中找到。

图 2-14 是 XYZ 表色系统中等能量白光三色分布系数 $\bar{x}(\lambda)\bar{y}(\lambda)\bar{z}(\lambda)$ 曲线。

三系数 X 、 Y 、 Z 值可由下式计算

$$X = \int_{380\text{nm}}^{780\text{nm}} \varphi_e(\lambda)\bar{x}(\lambda)d\lambda$$

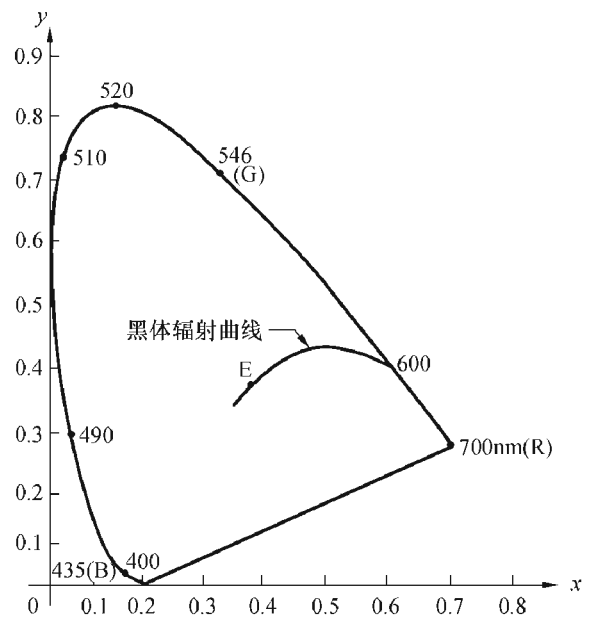


图 2-13 CIE1931XYZ 表色系的色品图

$$Y = \int_{380\text{nm}}^{780\text{nm}} \varphi_e(\lambda) \bar{y}(\lambda) d\lambda$$

$$Z = \int_{380\text{nm}}^{780\text{nm}} \varphi_e(\lambda) \bar{z}(\lambda) d\lambda \quad (2-18)$$

此式同式 (2-12) 的概念相似。

在用 PMS-3 光谱系统分析荧光灯或自镇流荧光灯的光电特性时, 所得到的测试报告其形式如图 2-15 所示, 这是用基准电感镇流器测试 20W 3UΠ 3000K 荧光灯管所得到的一种实际测试结果。

CIE 颜色参数:

色品坐标: $x=0.4378$ $y=0.4044$

($u=0.2510$ $v=0.3478$)

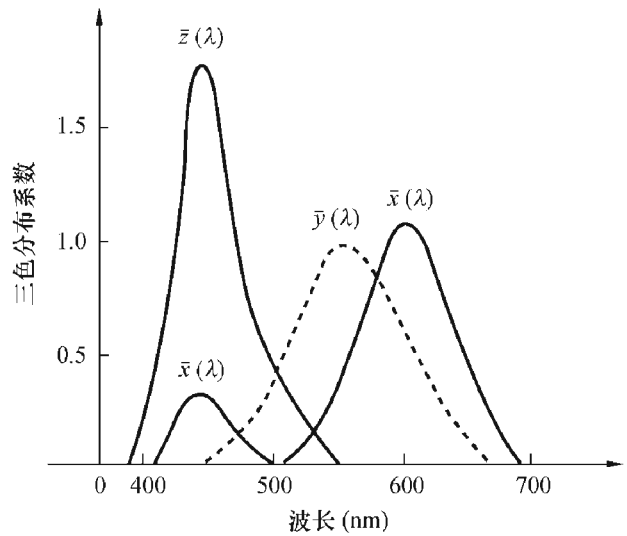


图 2-14 $\bar{x}(\lambda)\bar{y}(\lambda)\bar{z}(\lambda)$ 分布系数曲线

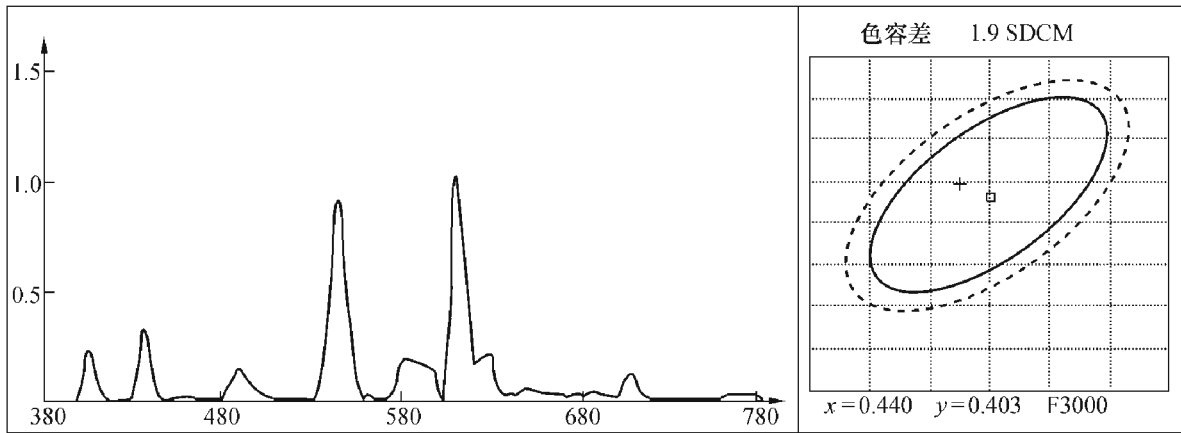


图 2-15 20W 3UΠ3000K 荧光灯管的光电参数

相关色温: $T_c=2989\text{K}$ 红色比: $R=0.305$ 峰值波长: $\Delta\lambda p=9.2\text{nm}$

显色指数: $R_a=81.7$

$R_1=98$ $R_2=94$ $R_3=51$ $R_4=87$ $R_5=87$ $R_6=80$ $R_7=87$

$R_8=68$ $R_9=1$ $R_{10}=49$ $R_{11}=77$ $R_{12}=47$ $R_{13}=96$ $R_{14}=66$

光参数:

光通量: $\Phi=1173$ (lm) 光效率: $\eta=67.03$ (lm/W)

电参数:

灯 电压: $U=99.2\text{V}$ 电流: $I=0.218\text{A}$ 功率: $P=17.50\text{W}$ 功率因数:

$PF=0.810$

图的右边部分为荧光灯的色品图, 它反映出该荧光灯的色坐标 x_1 、 y_1 (图中的十号) 与 F3000K 的目标坐标 x_0 、 y_0 (图中的 o 号) 之间偏离程度。两者之间距离越远, 说明该荧光灯管的色容差越大。反之, 则越小。

令 $\Delta x = x_1 - x_0$, $\Delta y = y_1 - y_0$, 则与目标值相差为 5SDCM 的色点, 可由下式确定:

$$g_{11} \Delta x^2 + 2g_{12} \Delta x \Delta y + g_{22} \Delta y^2 \leq 25 \quad (2-19)$$

式中， g_{11} 、 g_{12} 、 g_{22} 表示由各目标值决定的系数。各种颜色 F6500、F5000、F4000、F3500、F3000、F2700 的目标值 x_0 、 y_0 （见表 2-9）及相关系数 g_{11} 、 g_{12} 、 g_{22} 均是已知的（见国标 GB/T 17262-2002，neq IEC60 901：2000），由仪器测得待测荧光灯管的色坐标 x_1 、 y_1 后，计算出 Δx 、 Δy ，代入式（2-19）的左边，将求得的值开方，便是其色容差值。

四、UVW 表色系统

x 、 y 色坐标图中有一个缺陷，即在图中不同部分的相等间隔并不相应于人眼所感觉到的相同颜色差别，即其色差容限是不均匀的。在图 2-15 中，反映色容差的曲线不是一个圆，而是一个椭圆，所以用 x 、 y 坐标系统来衡量颜色差别是很不方便的。为此，国际照明委员会（CIE）于 1960 年又推荐了 CIE “UCS” 均匀表色系统，又称为 UVW 表色系统，它是由 XYZ 表色系统经过数学变换而得到的，UVW 表色系统中坐标 u 、 v 和 XYZ 表色系统中的 x 、 y 之间存在以下的关系

$$u = \frac{4x}{-2x + 12y + 3}$$

$$v = \frac{6y}{-2x + 12y + 3} \quad (2-20)$$

已知 x 、 y 坐标后，就可由式（2-20）计算出 u 、 v 坐标来。在图 2-15 中同时还给出 u 、 v 值。

图 2-16 是 UVW 表色系统中 u 、 v 色品图，其意义与图 2-13 相似，这里不再重复。 uvw 坐标称为均匀色坐标，色差的辨别阈值基本上是均等的，亦即如以某一颜色为中心，则围绕这个中心，画一个圆（称为色差阈圆），人眼基本上看不出圆内任何点所代表的颜色和中心点颜色的差别。同时在各个颜色区，这种色差阈圆也大体相同。

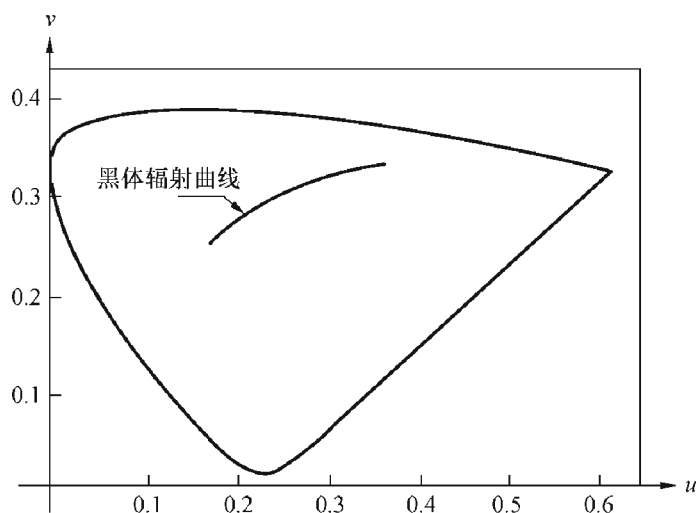


图 2-16 CIE 1960 UCS 色品图

五、光源的色表、显色性和色温

1. 光源的色表、显色性

人们一般希望光源发出来的光除要有足够的光强外，还要有良好的颜色。这里颜色有两

层含义：一是人眼直接观察光源的颜色，称为光源的色表。色表的概念是相对日光而言的，例如高压汞灯，它看起来洁白晶亮，与日光差不多，说明它有较好的色表；白炽灯的光看起来黄橙橙的，与日光有所不同，色表就差。另外，人们把光源发出来的光照射到物体上所产生的客观效果，称为光源的显色性。如果人们观察有色物体所得到的效果与日光照射下的效果一样或很接近，则称光源的显色性好。反之，则显色性差。色表和显色性是两个不同的概念，例如高压汞灯尽管色表很好，但在高压汞灯下观察有色物体时，人们感到和露天日光下观察到的颜色不大一样，这说明高压汞灯的显色性差。反之，白炽灯的色表虽差，但在白炽灯光下观察有色物体时所看到的颜色和露天日光下看到的颜色差不多，说明白炽灯的显色性好。光源的色表和显色性是由光源的光谱能量分布决定的，不同的光谱能量分布就有不同的色表和显色性。但是反过来，相同的色表却未必有相同的光谱能量分布。事实上的确存在同色异谱现象，就是说具有相同色表的光源，它们的光谱能量分布未必相同，因而它的显色性也不一样。以上述高压汞灯为例，尽管其色表和日光的色表相接近，但其光谱能量分布和日光的光谱能量分布却相差很大，它含有的青光、蓝光多，而缺少红光，所以高压汞灯光照到人脸，会使人脸色发青灰，显得十分难看，这就是它的显色性为什么很差的原因。

人们对于光源的显色性要求是不同的，例如对于剧场、医院、展览会、商店橱窗、印染及印刷行业这类场合所用的光源，要求它的显色性一定要好，而对于道路照明来说，显色性就不是那么重要了。

发光体的显色性通常以显色指数来表示。为了考核发光体的显色指数，CIE 规定了 14 种标准试验色（见表 2-11），被测光源和相同色温的黑体辐射分别照明试验色板时，计算两者的颜色差，即可求得每种显色指数 R_i ；

$$R_i = 100 - 4.6\Delta E_i \quad i = 1 \sim 14 \quad (2-21)$$

由试验色 1~8 号求得的 8 个特殊显色指数的平均值，称为一般显色指数 R_a ，荧光灯的显色指数就是这样求得的。

$$R_a = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 R_i \quad (2-22)$$

表 2-11 考核光源显色性的 14 种标准试验色

号 数	近似孟塞尔标号	在昼光下的色貌
1	7.5R6/4	带浅灰的红色
2	5Y6/4	带暗灰的黄色
3	5GY6/8	深黄绿色
4	2.5G6/6	适中黄的绿色
5	10BG6/4	带浅蓝的绿色
6	5PB6/8	浅蓝色
7	2.5P6/8	浅紫罗兰色
8	10P6/8	带浅红的紫色
9	4.5R4/13	深红色
10	5Y8/10	深黄色

续表

号 数	近似孟塞尔标号	在昼光下的色貌
11	4.5G5/8	深绿色
12	9PB3/11	深蓝色
13	5YR8/4	带浅黄的颜色 (人的肤色)
14	5GY4/4	适中的青果绿色 (树叶绿)

2. 色温、相关色温

人们在生产实践中发现灼热物体的温度与它发出光的颜色有一定关系，例如炼钢工人通过观察钢水的颜色就能估计出钢水的温度。对光源来说也是如此。为便于标准的统一，将光源的颜色温度定义为：光源所辐射光的颜色与黑体在某一温度下辐射的颜色相同时（在色品图上它与黑体的色坐标相同），则黑体的温度定义为该光源的色温，单位为 $^{\circ}\text{K}$ 。这个定义对于热辐射光源来说比较合适。但是现实世界中大部分的发光体，如三基色荧光粉或荧光灯，它辐射出来的光谱，除了一小部分连续光谱外，大部分是线状光谱，与黑体辐射出来的连续光谱差别甚大。或者说这种线状光谱的光源的色坐标一般都不处在黑体辐射曲线（图 2-13、2-16 中舌状曲线中的一条曲线）上，因此改用相关色温（Correlated Color Temperature CCT）一词来表示该发光体的颜色。其定义为：当发光体颜色与某一温度下的黑体辐射颜色最接近，则称该黑体的温度为发光体的相关色温。确定相关色温的方法为：在 CIE1960 UCS 均匀色品图上通过发光体的色坐标点 (u, v) ，向黑体辐射轨迹曲线作垂线，得到的垂足所对应的黑体温度即为该发光的相关色温。目前荧光灯的发光颜色都用相关色温来表示。应当注意，相关色温无确定的色坐标，它们是黑体轨迹曲线上过此色温点的法线（又称等温线）上的一点。如果有两个发光体（例如两只荧光灯），其色坐标均落在同一相关色温线上，两者相距又较远的话，尽管它们的相关色温相同，但它们的光色却有明显的差别。

第八节 照度计算

销售人员在销售节能灯或电子镇流器时往往需要根据客户的厂房或办公室的面积、安装灯具的高度、对房间亮暗的要求以及其它一些具体情况初步计算出照度，以及应该购买多少灯或电子镇流器。这就需要销售人员能对照度的计算方法有一个初步的了解。下面介绍一些照度计算的浅显知识，如须进一步的了解，可查阅照明工程计算手册。

照度计算方法有利用系数法、概算曲线法、比功率法及逐点计算法等。这里只介绍利用系数法。

照明灯具的利用系数 u 为投射到工作面上的有效光通量（含反射光通） Φ_e 与所有光源发出的光通量 $n\Phi_n$ 之比（ Φ_n 为每盏灯的额定光通量， n 为总的灯数），即

$$u = \frac{\Phi_e}{n\Phi_n} \quad (2-23)$$

利用系数与灯具的型式、受照房间的结构特征（用室空间比来反映）、顶棚、墙壁、地

板的反射比以及灯具的型式等有关。一般来说，室空间比越小，利用系数越大；反射比越大，利用系数越大。通常可用查表法确定灯具的利用系数 u 的值（见照明工程计算手册）。室空间比 RCR 定义为：

$$RCR = \frac{5h_{RC}(L+W)}{LW} \quad (2-24)$$

式中： h_{RC} ——室空间高度；

L ——房间长度；

W ——房间宽度。

可见房间越大，室空间比越小，一般室空间比可划分为 1, 2...10 个等级。至于顶棚、墙壁、地板的反射比则与它们的具体情况有关：

刷白墙壁顶棚、窗子装有白色窗帘，其反射比为 0.70

刷白墙壁顶棚，窗子未挂窗帘，其反射比为 0.50

水泥墙壁、顶棚或木墙壁、木顶棚，其反射比为 0.30

例如 $2 \times 40W$ 支架灯，效率 $\eta=0.70$ ，在以下条件下：

墙壁反射系数为 $\rho_w=0.50$ ； 0.30

顶棚反射系数为 $\rho_c=0.70$

地板反射系数为 $\rho_f=0.20$

则 $2 \times 40W$ 支架灯的利用系数 u 与 ρ_w 、 RCR 关系，如表 2-12 所示。

表 2-12 利用系数 u 与 ρ_w 、 RCR 之间的关系

RCR	利用系数 u	
	$\rho_w=50\%$	30%
1	0.69	0.66
2	0.61	0.57
3	0.55	0.50
4	0.49	0.44
5	0.44	0.38
6	0.40	0.34
7	0.36	0.30
8	0.32	0.27
9	0.30	0.24
10	0.27	0.21

已知灯具总数及利用系数 u 时，可按下式计算工作面上的平均照度 E_{AV}

$$E_{AV} = \frac{uKn\Phi_n}{A} \quad (2-25)$$

式中： u ——照明灯具的利用系数；

K ——维护系数（减光系数），考虑光源的光衰及灯具的积尘使照度逐渐减小，一般取 $K=0.70$ ；

n ——灯的总数；

Φ_n ——每盏灯的额定光通量；

A ——受照房间的总面积。

反之，已知要求的平均照度标准时，可按式(2-26)确定灯数

$$n = \frac{E_{AV}A}{uK\Phi_n} \quad (2-26)$$

例：某烟厂厂房长 $L=114\text{m}$ ，宽 $W=47\text{m}$ ，厂房高度 $h=6\text{m}$ ，去掉楼梯所占面积，实际厂房面积为 $A=114 \times 47 - 2 \times 50 = 5258 \text{ (m}^2\text{)}$ ，如业主要求照度为 350lx ，问要装多少只荧光灯？

解决这个问题的方法如下：

(1) 先计算室空间比 RCR ：
$$RCR = \frac{5 \times 5.5(114 + 47)}{114 \times 47} \approx 0.83$$

(2) 计算利用系数 u ：

如取顶棚反射比 $\rho_c=0.7$ ， $\rho_w=0.50$ ， $\rho_f=0.20$

则查表得： $u'=0.69$ ，考虑到镇流器效率 $\eta=0.90$ ，则可取实际的利用系数 $u=u' \times 0.9=0.62$ 。

(3) 考虑业主要求照度为 350lx ，如采用飞利浦 36W 荧光灯，则由产品手册知飞利浦 36W 日光灯的光通量为 2500lm ，根据式(2-26)，可求出应装灯数为：

$$n = \frac{E_{AV}A}{uK\Phi_n} = \frac{350 \times 5258}{0.62 \times 0.7 \times 2500} \approx 1696 \text{ (盏)}$$

(4) 实际敷灯数：

按一般经验，初步准备距墙 2.5m 安装灯，两灯间距 6m ，共 8 行灯每行装灯 81×3 盏，则总灯数为

$$n = 3 \times 81 \times 8 = 1944 \text{ (盏)}$$

考虑楼梯处每边少装 $3 \times 6 \times 2 = 36$ (只)，实际装灯数为 $1944 - 36 = 1908$ (盏)。

(5) 计算实际照度：

按式(2-25)，实际照度为

$$E_{AV} = \frac{0.62 \times 0.70 \times 1896 \times 2500}{5258} \approx 394 \text{ (lx)}$$

达到客户对照度的要求。如不满足要求，可增加或减少实际装灯数，再重新复核一遍，直到满意为止。

第三章 紧凑型荧光灯及电子镇流器的基本电路

本章介绍紧凑型荧光灯和电子镇流器的基本电路以及它的工作原理，重点介绍了半桥逆变电路，还介绍了几种自振荡集成电路。

第一节 概 述

本节将介绍一些紧凑型电子荧光灯及电子镇流器的基本电路。作为驱动荧光灯管的电子镇流器电路，需要适应它所驱动的荧光灯管的特性，即做到驱动电路与负载电路之间相匹配。

荧光灯管在电离前呈高阻状态，需要一个很高的电压使灯管内的汞蒸气电离，产生紫外线，激发涂敷在玻璃管壁上的荧光粉发光。一旦灯管启辉发光后，在正常工作状态下，它可以等效为一个电阻，即灯管电压与电流的比值。不过，这个电阻并非是一个恒定的电阻，而是变化的。因为当灯电流增加时，灯管两端的电压会下降，即随灯管电流的增加，灯管的等效电阻将下降，所以对于这样一个负载，驱动它的电路应该具有较高的输出阻抗，即具有恒流特性，以便限制灯管的电流，使之不至因外电压的波动引起灯管电流过大而损坏。可见，电子镇流器电路应当有镇流作用（不论是电感镇流器还是电子镇流器都应该有这种镇流作用）。镇流器之名即由此而来。

综合上述可知，电子镇流器的作用首先要提供一个足够高的启动电压使灯管启辉。其次，灯点亮后，应提供一个合适的并受到限制的灯电流。为了提高灯管的发光效率，并避免灯管在低频工作下灭弧的缺点，电子镇流器应工作在高频状态，其频率在 20~80kHz。最近美国能源部要求自镇流电子节能灯的工作频率应高于 40kHz，其目的是提高整灯的光效，并减少对红外遥控器的干扰。

一个基本的电子镇流器的框图如图 3-1 所示。

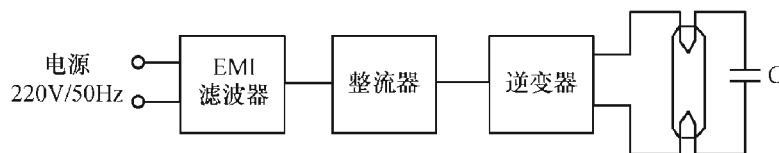


图 3-1 电子镇流器框图

图中 EMI 滤波器是抑制因辐射和传导所引起的电磁干扰，要求由外界来的电磁干扰（如无线电设备、家用电器、机动车辆、闪电、宇宙噪声、太阳黑子……）不影响电子镇流器的工作，同时来自镇流器内部的高频干扰信号也不要通过传导方式和辐射方式对同一环境中其它无线电设备造成干扰，以便达到电磁兼容（EMC）。一般来说，就电子镇流器而言电磁兼容（EMC）主要

是防止它的传导干扰影响其它电气设备的正常工作。常用的 EMI 滤波器有 C 型（一个电容器）、L 型（一个电感，一个电容器）、II 型（一个电感，两个电容）、双 II 型（一个共模电感、两个电容）。如图 3-2 所示。对于较大功率的镇流器亦可以采用 L 型、双 II 型混合结构，或其它混合结构。

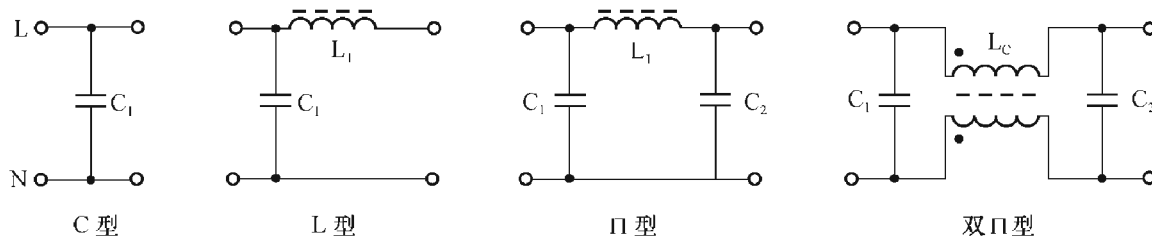


图 3-2 EMI 滤波器的若干形式

镇流器一般由四个二极管组成的桥式整流电路或由两个二极管组成的倍压电路将交流电转变为直流电供给后面的逆变电路，如图 3-3 所示。

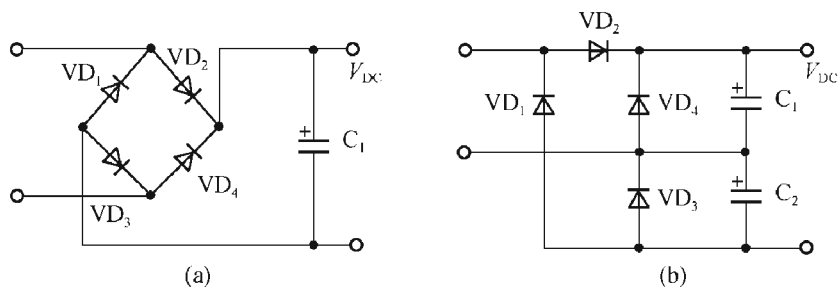


图 3-3 桥式整流及半波整流电路

图 3-3 (b) 中 VD_1 、 VD_2 组成倍压电路， VD_3 、 VD_4 则为了防止 VD_1 或 VD_2 中一个损坏时（即半波整流时），电解电容器（ C_1 或 C_2 ）因反向充电而损坏。

逆变器电路将整流后的直流电压 V_{DC} 转换为高频电压，用来驱动荧光灯管使之发光。

逆变器有许多类型，本章将介绍最常用的半桥逆变电路、回扫式逆变电路、推挽式逆变电路以及若干由 IC 芯片驱动的半桥逆变电路。

第二节 半桥逆变电路

图 3-4 是半桥逆变电路的基本形式。图中 L_1 、 C_1 、 C_2 组成 II 型 EMI 滤波器，主要用来滤除半桥逆变电路所产生的电磁干扰信号，不使它们通过电源线进入其它电气设备引起传导干扰。

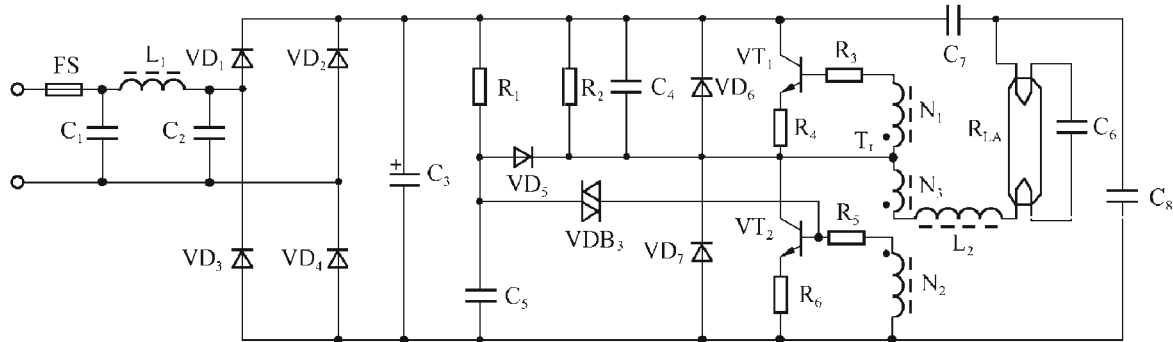


图 3-4 半桥逆变电路基本形式

二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 组成桥式整流电路将交流电压（频率为 50/60Hz）转换为电解电容器 C_3 上的直流脉动电压。电容 C_3 起平滑滤波之用，其值越大，此电压越平滑，越接近直流电压，半桥逆变电路的供电电压也越稳定。以后在电路分析和计算时，均视此电压为某一恒定的直流电压，其值约为 310V，并以 V_{DC} (E) 表示之。图 3-5 是在交流电源作用下电容 C_3 上的电压波形及输入电流波形。

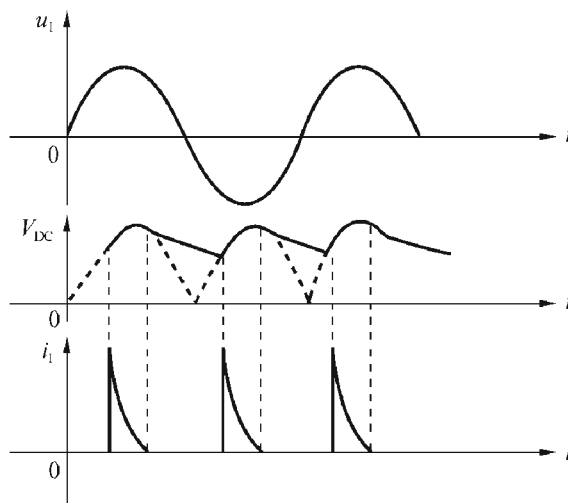


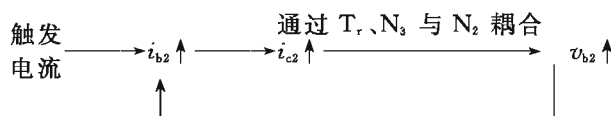
图 3-5 镇流器的输入电流和电压波形

一、半桥逆变电路的工作原理

图 3-4 中三极管 VT_1 、 VT_2 组成有源半桥支路，电容 C_7 、 C_8 组成无源半桥支路，半桥的中点电压为直流电压的一半，即为 $\frac{E}{2}$ ，灯管作为负载与电感 L_2

相串联，跨接在两个半桥中点之间。 VT_1 、 VT_2 是半桥逆变电路中的重要组件，起着功率开关的作用，选择时，应优先考虑其开关参数。其工作原理是：加上电源后，由直流电压 V_{DC} (E) 提供的电流经 R_1 对积分电容 C_5 充电，一旦此电压达到并超过触发二极管 $VDB3$ 的转折电压（约 30~40V）后，该二极管击穿导通，并有电流流入 VT_2 的基极，使 VT_2 导通，此时，电流流经的路径为电源 $V_{C3} \rightarrow C_7 \rightarrow$ 灯丝 $\rightarrow C_6 \rightarrow$ 灯丝 \rightarrow 电感 $L_2 \rightarrow$ 磁环变压器 T_1 的初级绕组 $N_3 \rightarrow VT_2$ 的集电极 \rightarrow 地。

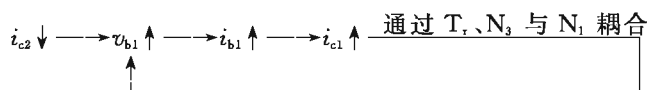
VT_2 集电极电流的增长趋势在磁环变压器的初级绕组 N_3 上产生感应电动势，同时在其次级 (N_1 、 N_2) 也产生感应电动势，其极性是使各绕组上用 \cdot 表示的同名端为正，从而使 VT_2 的基极电位升高，基极电流、集电极电流进一步加大，即在电路中产生如下的连锁反应：



这种连锁式的正反馈作用使 VT_2 导通并饱和。顺便指出，在 VT_2 导通后，电容 C_5 的电荷通过二极管 VD_5 和晶体管 VT_2 放电，其电压下降，不再使触发管导通，该支路也不再对 VT_2 基极产生影响。所以，由 R_1 、 C_5 及 $VDB3$ 提供的触发信号只在电源接通后对 VT_2 起触发作用。在 VT_1 、 VT_2 轮流工作后，其工作频率较高， VT_2 截止时间很短，在这样短的时间内 C_5 来不及得到充分的充电。而 VT_2 导通后， C_5 又放电。这样，它上面的电压是一些幅度很小的锯齿波，达不到足以使 $VDB3$ 导通的电压。因此，一旦电路转换， VT_1 、 VT_2 轮流导通与截止后， $VDB3$ 将不再能导通，对 VT_2 也不起任何作用。

当 VT_2 电流增加使磁环趋向饱和，各绕组感应电动势急剧下降， VT_2 基极电位也下降， i_{c2} 减小，在磁环变压器中将产生与 i_{c2} 增加时相反极性的电动势，即各绕组中用 \cdot 表示的同名端电压为负，这样一来， VT_1 的基极电位上升，集电极电流 i_{c1} 增加，电流的流通过径为 $V_{C3} \rightarrow VT_1$ 集电极 \rightarrow 电感 $L_2 \rightarrow$ 灯丝 $\rightarrow C_6 \rightarrow$ 灯丝 $\rightarrow C_8 \rightarrow$ 地。

流过电感 L_2 及磁环的电流与 VT_2 导通时的电流方向相反，并形成以下连锁反应：



结果， VT_2 迅速退出饱和变为截止，而 VT_1 迅速由截止变为导通并饱和。

上述过程周而复始地重复下去， VT_1 、 VT_2 轮流导通与截止，在两个半桥中点之间形成交变的方波电压，其幅度为 $\frac{E}{2}$ （有源半桥中点的电压由 E 下降到0，以后又由0跳变为 E ，而无源半桥中点的电压为 $\frac{E}{2}$ ）。此交变电压经过启动电容 C_6 ，电感 L_2 的串联谐振作用，其电流变为接近正弦波，并在 C_6 两端产生了一个很高的电压（其值由电感 L_2 的 Q 值及电容 C_6 值决定）加到灯管上，从而将灯管启辉点亮。如果将灯丝预热（如后面提到的加PTC，或通过在电感上的副绕组给灯丝预热）将会使灯触发点亮所需的电压降低，灯管很容易启辉。

灯被点亮后，灯管可视为一个等效电阻（本书中以 R_{LA} 表示），其值由稳定后的灯管电压与灯管电流之比求得，它对电路的工作频率有很大影响。以后我们会推导出频率与其它参数之间的定量关系。

二、电容 C_4 的续流作用

应当指出，半桥电路中每个三极管的导通时间均应小于半个周期，即两个三极管之间存在一段死区时间，以免两个三极管同时导通而烧毁。但是，流过电感及灯管的电流又必须是连续的交变电流。如何解决这个矛盾呢？图3-4的电容 C_4 起着续流作用，在两管都不导通时，它能保证有电流流过灯管，使电流是连续的。

当 VT_2 导通、 VT_1 截止时，由电解电容 C_3 送出的电流经电容 C_7 、灯管（以 R_{LA} 表示）、电感 L_2 到地，灯管电流由右向左流，如图3-6（a）所示。在此时期内， C_4 被充电，其电压为上正下负。

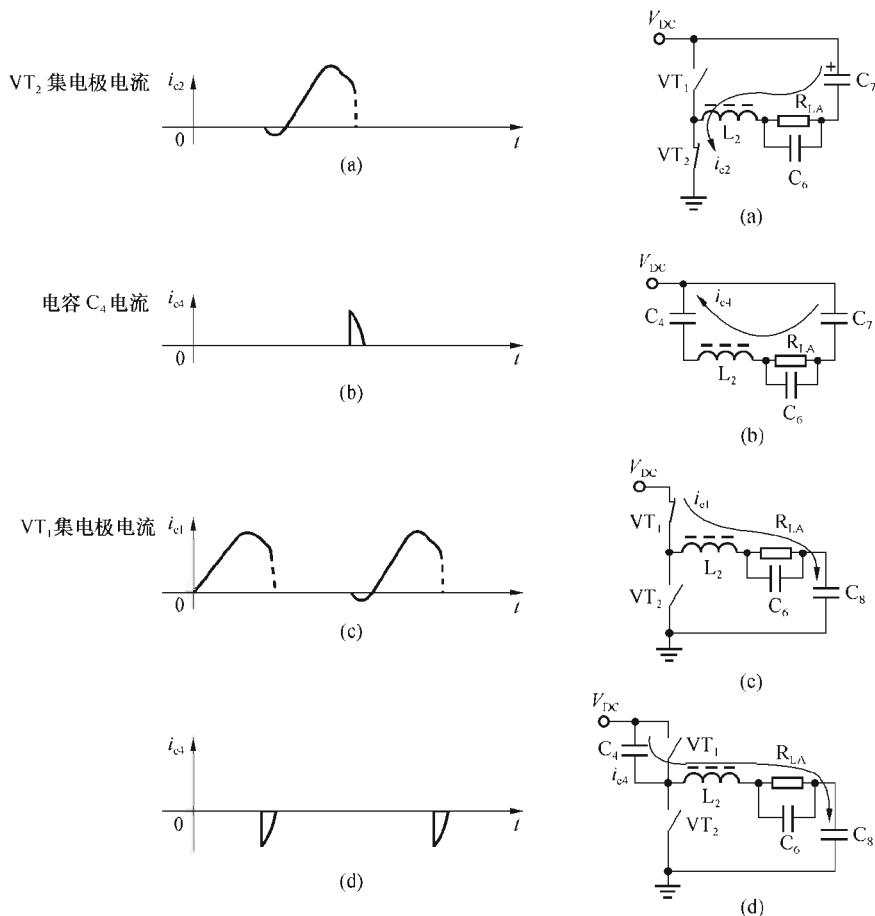


图 3-6 电容 C_4 续流作用

当 VT_2 截止、而 VT_1 尚未导通时，电流流向如图 3-6 (b) 所示，此时 C_7 与 L_2 （由于 VT_2 电流减小，其感应电势为右正左负）上的电压串联对 C_4 反向充电，通过电容 C_4 维持原来流过 VT_2 的电流，电流方向是由 C_4 的下端向上流。当然，也可以看成 C_4 与 L_2 上的电压串联对 C_7 充电，道理是一样的。

当 VT_1 导通， VT_2 截止时，电流的流路径如图 3-6 (c)，灯管电流由左向右流，电流反向。两管电流 i_{c1} 与 i_{c2} 在时间上相差半个周期，但波形是相似的。

当 VT_1 截止、而 VT_2 尚未导通时，电流流路径如图 3-6 (d)，流过 VT_1 的电流由 C_4 的电流续流，电流是由上而下的，与前一半周的电流的方向相反，因此， i_{c4} 的电流是一个正负交替的脉冲，这同用示波器观测到的波形是一致的，如图 3-7 中 i_{c4} 所示。

由于工作时有高频脉冲电流流过电容 C_4 ，它将因高频损耗而发热，建议此电容采用损耗小的聚丙烯电容。安装时也不要靠近镇流器中的发热组件如三极管集电极、电感 L_2 等，因为电容过热会爆裂，一旦电容 C_4 损坏，三极管也将很快损坏。有的文章中认为 C_4 的作用无关紧要，可有可无，这是错误的。

由于电容的 C_4 的续流作用，流过电容 C_4 的电流和流过两个晶体管电流相叠加，构成一个连续的接近正弦波电流（如图 3-7 中 i_{L2} 所示），流过电感 L_2 及灯管，保证灯管连续正常发光。

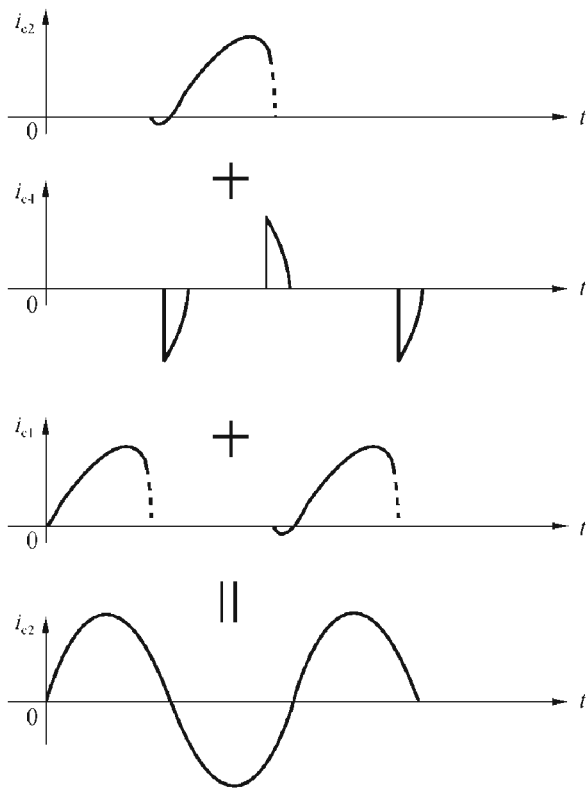


图 3-7 晶体管、电容 C_4 及电感 L_2 中的电流

三、稳态下半桥逆变电路工作频率的近似计算

在灯管启辉后，灯管在稳态下可等效为一个电阻，这样在分析电路工作时，可以认为：由灯管、电感 L_2 及启动电容 C_6 所组成的 RLC 负载电路跨接于两个半桥中点之间。考虑到 C_6 容抗远大于灯管电阻，因此可简化为 RL 电路（并且忽略电感 L_2 的损耗），其输入电压幅度为 $\frac{E}{2}$ （ $E = V_{DC}$ ）的方波，如图 3-8 所示。

图中 R_{LA} 为灯管的等效电阻，以管压/管流比值表示：

$$R_{LA} = U_{LA} / I_{LA}$$

L 为与灯管串联的电感

由脉冲电路知，在一阶 RL 电路中，当输入为方波电压时，流过电感的电流 $i_L(t)$ 可表示为

$$\begin{aligned} i(t) &= I_0 - (\hat{I} + I_0)e^{-\frac{t}{\tau}} & \tau &= L/R_{LA} & (3-1) \\ t = 0^+ & \quad i(0^+) = -\hat{I} \\ t \rightarrow \infty & \quad i(\infty) = I_0 = \frac{E}{2} / R_{LA} \end{aligned}$$

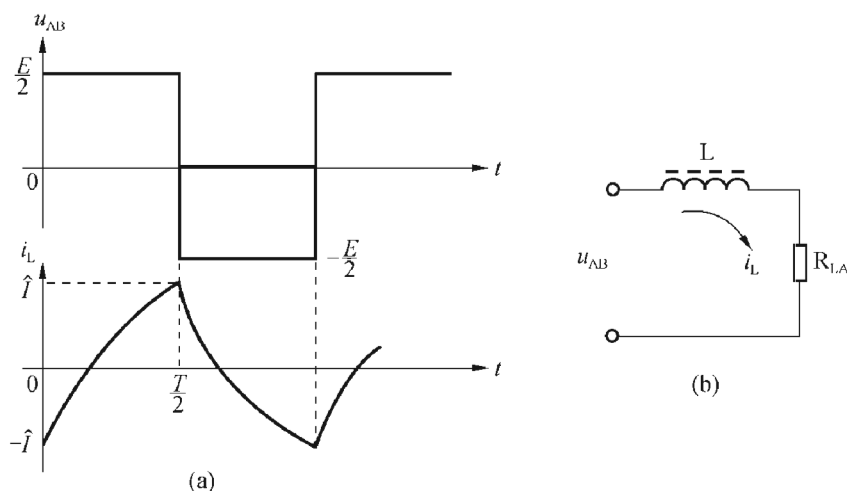


图 3-8 半桥逆变电路中电感电流波形

$$t = \frac{T}{2} \quad i\left(\frac{T}{2}\right) = I_0 - (\hat{I} + I_0)e^{\frac{T}{2\tau}} = \hat{I} \quad (3-2)$$

由式 (3-2)

$$(I_0 + \hat{I})e^{-\frac{T}{2\tau}} = I_0 - \hat{I}$$

$$e^{-\frac{T}{2\tau}} = \frac{I_0 - \hat{I}}{I_0 + \hat{I}}$$

$$\frac{1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}}{1 + e^{-\frac{T}{2\tau}}} = \frac{\hat{I}}{I_0} \quad (3-3)$$

令 $\alpha = \frac{T}{4\tau}$ ，则由 (3-3) 得

$$\hat{I} = I_0 \tanh \alpha \quad (3-4)$$

代入 (3-1)

$$i(t) = I_0 - I_0(1 + \tanh \alpha)e^{-t/\tau} \quad (3-5)$$

式中

$$\alpha = T/4\tau, \quad I_0 = \frac{E}{2} / R_{LA}, \quad R_{LA} = U_{LA} / I_{LA}$$

而灯管功率 P_{LA} 为

$$\begin{aligned} P_{LA} &= \int_0^{\frac{T}{2}} \frac{E}{2} i(t) dt / \frac{T}{2} \\ &= \frac{E}{2} \int_0^{\frac{T}{2}} [I_0 - I_0(1 + \tanh \alpha)e^{-t/\tau}] dt / \frac{T}{2} \\ &= \frac{E}{2} I_0 \int_0^{\frac{T}{2}} [1 - (1 + \tanh \alpha)e^{-\frac{t}{\tau}}] dt / \frac{T}{2} \\ &= \frac{EI_0}{2} - \frac{EI_0}{2}(1 + \tanh \alpha)(-\tau)e^{-\frac{t}{\tau}} \Big|_0^{\frac{T}{2}} / \frac{T}{2} \\ &= \frac{EI_0}{2} - \frac{EI_0}{2}(1 + \tanh \alpha)(1 - e^{-\frac{T}{2\tau}}) / \frac{T}{2\tau} \\ &= \frac{EI_0}{2}(1 - \tanh \alpha / \alpha) \end{aligned} \quad (3-6)$$

下面通过一些实际例子加以验算，来看一看这个公式与电子节能灯的实测数据是否吻合？

例 3-1 某一 3U 15W 节能灯的实测数据如下：

$P_1 = 14.2\text{W}$ (输入整灯功率) 电解电容输出直流电压 $E = 310\text{V}$, $U_{\text{LA}} = 90.6\text{V}$, $I_{\text{LA}} = 0.140\text{A}$, $P_{\text{LA}} = 12.2\text{W}$ (灯管功率), $f = 47.8\text{kHz}$ (以上数据均是用 HB-3A 测得的), $C_6 = 2.2\text{nF}$ 。

验算情况如下：

$$\text{灯电阻: } R_{\text{LA}} = 90.6/0.14 \approx 647(\Omega)$$

$$\text{电容 } C_6 \text{ 容抗: } \frac{1}{\omega C_6} = \frac{1}{6.28 \times 2.2 \times 10^{-9} \times 47.8 \times 10^3} \approx 1514(\Omega)$$

可见，它比 R_{LA} 大得多，当灯管启辉后， C_6 可以忽略不计，并视为开路。

$$I_0 = \frac{E}{2} / R_{\text{LA}} = 155/647 \approx 0.239(\text{A})$$

$$P_{\text{LA}} = \frac{E}{2} I_0 (1 - \tanh\alpha/\alpha) \approx 12.2(\text{W})$$

解得

$$1 - \tanh\alpha/\alpha = 12.2/(155 \times 0.239) \approx 0.329$$

$$\tanh\alpha/\alpha = 0.671$$

$$\alpha = 1.28$$

$$\tau = 1/(4 \times \alpha \times f) = 1/(4 \times 1.28 \times 47.8 \times 10^3) \approx 4.08(\mu\text{s})$$

$$L = \tau R_{\text{LA}} = 4.08 \times 10^{-6} \times 647 = 2.64(\text{mH})$$

该灯实际使用的电感 $L = 2.7\text{mH}$ ，它与由公式 (3-6) 的计算值十分吻合。另一个 15W 灯实测数据如下：

输入功率 $P_1 = 14.6\text{W}$ ，磁环匝比 3 : 3 : 8，VT1、VT2 的基极电阻 $R_b = 10\Omega$ ，发射极电阻 $R_e = 1\Omega$ ， $C_6 = 2.2\text{nF}$ ， $U_{\text{LA}} = 85.2\text{V}$ ， $I_{\text{LA}} = 0.153\text{A}$ ，灯管功率为 12.7W ， $f = 43.2\text{kHz}$ ， $E = 310\text{V}$ 。

按上述公式计算得 $\alpha = 1.15$ ， $L = 2.8\text{mH}$ ，实际使用的电感为 2.7mH ，两者之间也是十分吻合的。

例 3-2 某一 18W 螺旋节能灯，工作于 120V 交流电压，采用倍压电路整流，整灯输入功率 = 18.0W ， $U_{\text{LA}} = 76.7\text{V}$ ， $I_{\text{LA}} = 0.213\text{A}$ ， $f = 41.9\text{kHz}$ ， $P_{\text{LA}} = 16\text{W}$ ， $E = 310\text{V}$ 。

按上述公式计算得 $\alpha = 1.0$ ， $L = 2.15\text{mH}$ ，实际用 2.4mH 。

通过以上验算说明：

第一，在一阶近似下，在稳定状态下，把灯管看作是电阻与电感 L 相串联跨接于两个半桥之间，用来分析灯的工作是可行的，误差不大。上述分析中所得到的电感电流为一个指数形曲线，这同用示波器实际观测到的波形也是一致的。

第二，通常，灯在启辉过程及其以后的点燃过程中，人们观察到镇流器的工作频率会发生变化，这一现象也很容易得到解释，因为灯在启辉过程中，灯管电压逐渐由小变大，因而灯管等效电阻由小变大，时间常数 τ 由大变小，灯的工作频率由低变高。以后管压又由大变小，灯的工作频率由高变低，此后趋于稳定。这表明工作频率的变化是由灯管电压变化引起的。

第三，在整灯老化时，如果由于某种原因，如一个排气不良的灯管在老化过程中，随温度上升，灯管压会上升很多，由正常值增到 2~3 倍，结果灯无法启动，这时可将其视为开路，电感与电容 C_6 发生串联谐振，使流过三极管、启动电容及电感的电流很大，那么，不

要维持很长时间，三极管及启动电容就会烧毁（电容甚至会起火）。遇到类似的情况，都应及时取下整灯，查明原因，避免损坏电子元器件。由于这种现象是渐变的，输入电流增加得并不多，因而保险丝不熔断。

四、影响镇流器工作频率的一些因素

影响镇流器工作频率的因素很多，主要有磁环变压器的匝数（ N_1 、 N_2 、 N_3 ），它的磁导率 μ ，电路中三极管的基极电阻、发射极电阻以及灯管的参数（灯管长度、管压、管流等）。除此以外，环境温度也会对工作频率产生影响。具体说来，工作频率随以上因素变化的情况如下：

(1) 磁环的次级匝数 N_1 、 N_2 越多，三极管的驱动电压越大，三极管进入饱和越深，退出亦越慢，工作频率越低；反之亦然。

(2) 磁环的磁导率 μ 越大，工作频率越低。

(3) 加大发射极电阻（ R_e ），增加其负反馈作用，三极管不易饱和，工作频率将变高，加大基极电阻（ R_b ），减小驱动电流，工作频率亦将变高。

(4) 灯管的管压/管流比（管电阻）对工作频率也有影响，如管压变低，管流变大，则 R_{LA} 减小。由式（3-1）知，时间常数 $\tau = L/R_{LA}$ 变大，工作频率将变低。通常在用 HB-3A 观察一体化节能灯的输出特性时，人们看到在灯点亮过程中，管压由大逐渐变小，管流由小变大，工作频率将逐渐由高变低。不过对于管压较大、灯管较长的管子，这种现象并不明显。

应当说明，灯管的管压及管流不是固定的，同一只灯管如将磁环变压器的次级匝数加多，加大驱动，其管压将变低，而管流变大，使 R_{LA} 变小，结果将使工作频率降低。

(5) 当环境温度上升时，三极管的基极电压 U_{BE} 减小，存储电荷与存储时间变大，工作频率将变低。

铁氧体磁环的磁导率，磁环的饱和电流 I_{sat} 还会受温度的影响发生变化，从而使工作频率随工作温度发生变化。

第三节 半桥逆变电路的其它形式

半桥逆变电路除图 3-4 所示的基本形式外，还有其它形式，下面介绍其中几种。

一、半桥逆变电路变异形式之一

图 3-9 所示电路是一种变异的半桥逆变电路。为了节省元器件，降低成本，减小器件的占用空间，将图 3-4 中的电容 C_8 省去不用。

此电路的触发过程和图 3-4 完全相同，当 VT_2 导通时，电流流通的路径为 $V_{C3} \rightarrow C_7 \rightarrow$ 灯丝 $\rightarrow C_6 \rightarrow$ 灯丝 $\rightarrow L_2 \rightarrow N_3 \rightarrow VT_2 \rightarrow R_e \rightarrow$ 地。

当 VT_1 导通时，电流流通的路径为 $C_7 \rightarrow VT_1 \rightarrow R_4 \rightarrow N_3 \rightarrow L_2 \rightarrow$ 灯丝 $\rightarrow C_6 \rightarrow$ 灯丝 $\rightarrow C_7$ 。这里，在 VT_2 导通时， C_7 被充电；而当 VT_1 导通时，电容 C_7 作为一个直流电源，由它向 VT_1

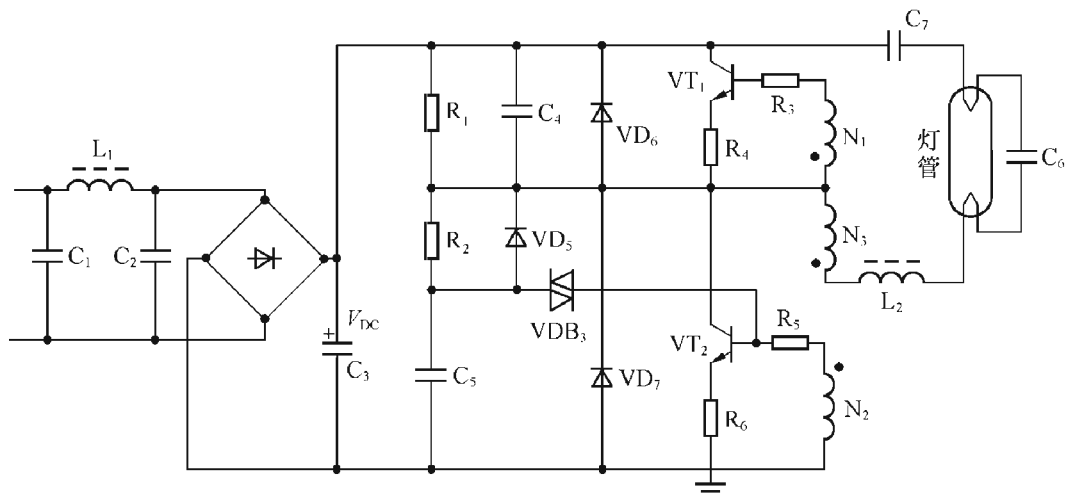


图 3-9 半桥逆变电路变异形式之一

提供电流，处于放电状态。由上述分析知，电容 C_7 独自承担了图 3-4 中电容 C_7 、 C_8 的作用。除此之外，图 3-9 同图 3-4 的工作过程是完全一样的。

图 3-9 的优点是只用一个电容 C_7 ，所占空间较小，用在一体化紧凑型电子节能灯中，有利于组件在塑件内的安装。而图 3-4 的优点是电容 C_7 、 C_8 的耐压要求较低，损耗较小，发热也较低。此外，它们串联后并接于直流电源正负极间，有利于减轻高频信号通过电源线对外界造成的传导干扰。一般在电子镇流器电路中常采用图 3-4 所示电路。

二、半桥逆变电路变异形式之二

图 3-10 是另一种半桥逆变电路，它与前述电路不同之处在于不用触发二极管提供触发信号。在接通电源后，直流电源（由桥式整流电路提供）通过 R_1 、 R_9 向 VT_2 基极提供电流，以后借助于磁环变压器（ N_1 、 N_2 、 N_3 ）耦合所产生的正反馈作用，使 VT_1 、 VT_2 交替地导通与截止，这个过程同前述电路相同。

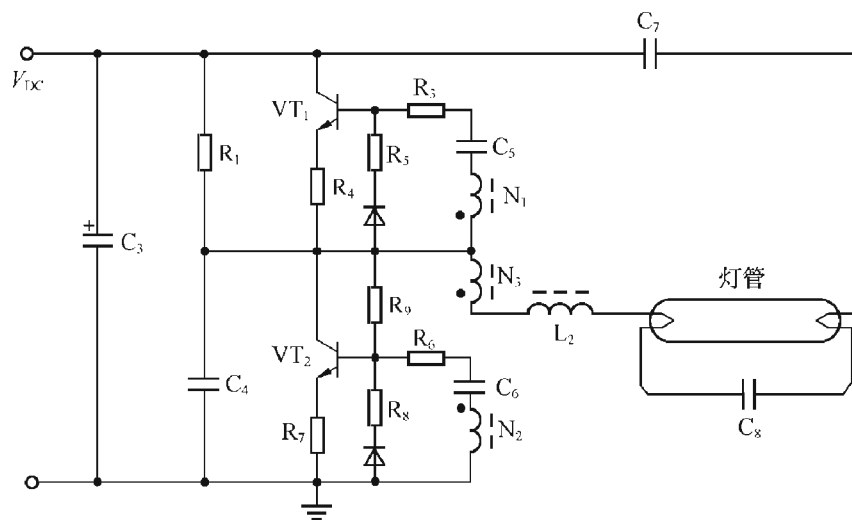


图 3-10 半桥逆变电路变异形式之二

应该注意，这里 C_4 并非用作积分电容，而是用作续流电容，它接在 VT_2 的集电极与地之间，在交流上同接于 VT_2 集电极与正电源之间是完全一样的。流过它的电流也是一连串正负相间的脉冲。

电容 C_5 、 C_6 在开始触发、建立振荡之初，可视为短路，随着时间的推移，电容的充电，将建立起一个负偏压，阻止 VT_1 、 VT_2 进入深饱和。而在截止时， C_5 、 C_6 的负偏压又为基极提供一个反向电流，拉走基区中在正向导通时的存储电荷，有助于晶体管由导通快速地转变为截止，减少损耗。 C_5 、 C_6 一般用低压、小容量的电解电容器，但最好用无极性的小型涤纶电容，因为长时间在交变电流下工作，电解电容器极易发热而炸裂。

这个电路的缺点是在通电之初，灯会出现 3~5 次闪烁，之后才会启辉点亮。这种启动并非预热启动，对灯管的灯丝损伤较大，容易在灯管的灯丝附近形成黑头，光衰较大。一般这种电路只采用在小功率的节能灯电路中。

三、半桥逆变电路变异形式之三

这种电路的触发方式及基本工作原理同图 3-4，只是输出方式略有差异，电路的形式如图 3-11 所示。

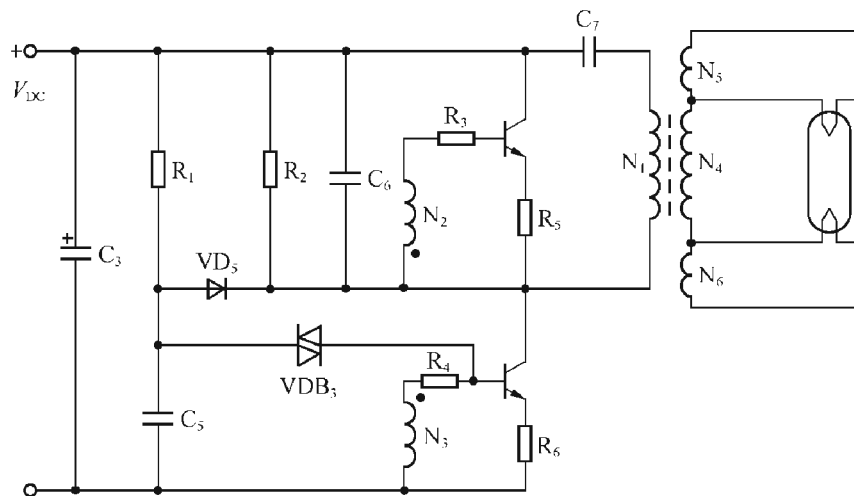


图 3-11 半桥逆变电路变异形式之三

这里高频变压器取代了前述磁环变压器及扼流圈 L_2 ，如一个镇流器带动二只管灯，只要在变压器的副绕组中多加一组绕组（类似 N_4 、 N_5 、 N_6 ）即可，而无需多次使用高压电容器 C_7 或扼流圈。

辅助绕组 N_5 、 N_6 向灯丝提供电压控制的预热电流（绕组中可串联电容），而不用通常 PTC 提供的电流控制的预热方式。它可以在各种环境温度下，达到预热启动的目的。在灯启动后，由于灯管的负载作用，绕组电压将降低，灯丝的加热电流也自动减小。只要合适地选择 N_5 、 N_6 绕组的圈数及其串联电容（图中未画出）的容量，便可以调整灯丝电流的大小。这种预热方式称为电压预热，也是一种常用的预热电路。

第四节 低功率因数自镇流荧光灯可靠性的判别依据

目前 25W 以下的一体化自镇流荧光灯，大多采用低功率因数的半桥逆变电路，对这类节能灯，根据笔者多年工作的经验，一般可按以下方法，初步判断灯的可靠性及灯的使用寿命。

一、用杭州远方仪器公司的 HB-3A 测量节能灯的输入/输出特性

(1) 测试条件为室温条件，测试电压为额定电压，并记录于表 3-1 中（试验时应取一组灯，例如 8~10 只）。

表 3-1 测试表

序号	灯型号	电压 (V)	电压总谐波 (%)	电流 (mA)	电流总谐波 (%)	输入功率 (W)	功率因数 (PF)	灯管电压 (V)	灯丝电流 (mA)	灯管电流 (mA)	阴极电流 (mA)	灯管功率 (W)	振荡频率 (kHz)	CCF
1														
2														
3														
4														
5														
6														
7														
8														

在上述数据中应注意以下几个问题：

① 电子板上的损耗即输入功率与灯管功率之差应尽可能小。

一般 11W（灯）以下，此值应小于或等于 2.0W，设计得好，仅有 1W 左右。

25W（灯）以下，此值应小于 3.0W。

两者之差值越小，整个电子板越不发烫。同时还应该用点温计测三极管的集电极温度，要求其温度越低越好，一只灯中两管的温度也不能相差太多。

② 振荡频率最好在 34~38kHz 以外，以免影响红外遥控器的工作。

③ 功率因数不应超过 0.6，太高说明所选电解电容值太小。如果为了满足输入谐波的要求，应当采取其它措施，而不应一味减小电解电容的容量。

④ 灯丝电流不应太大，以约为灯管电流的 1/4~1/2 为宜，灯丝电流太小，电子板损耗虽然减小，但会造成灯启动时有辉光放电现象，以致降低灯管寿命。

(2) 将测试电压升高为额定电压×110%，仍如表 3-1 记录测试结果。

(3) 将两个记录进行比较，当电压增加 10%，灯工作频率应减小，但其变化应小于 3%，即在

$$\Delta U/U_0 = 10\% \text{ 时}$$

$$\Delta f/f_0 < 3\%$$

Δf 为两个工作电压振荡频率之差， f_0 为额定电压 U_0 下的振荡频率。

(4) 将灯管置于密封的纸盒中，待灯管温度上升后，看灯管的管电压的变化情况。如随灯管温度的上升，管电压一直不断上升（如由 100V 上升到 350V），灯管等效电阻变大，镇流器工作频率增加，并联于灯管两端的启动电容的容抗大大减少，灯丝电流急剧上升。这时灯管尽管不能启辉，灯电流很小，但镇流器功率仍将有所增加，不用持续多长时间，整灯（包括三极管及启动电容）就会烧坏，保险丝并不能起到保护作用。这种情况说明灯管质量有问题，应取

下灯管，换上新的灯管。采用这种方法对于判断大功率灯管的质量问题是很有帮助的。

二、在恒温箱中进行老炼试验，并按表 3-2 的内容记录灯的功率及振荡频率

表 3-2 记录灯管功率和振荡频率表

顺 序	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
时 间												
灯管功率												
振荡频率												

(1) 条件：加 110% 额定电压，温度保持在 60~70℃ 及时间不短于 4h。

记录灯的功率随时间的变化，直至灯的功率稳定为止，时间大约半小时或更长一些。

灯的功率应由初始值逐渐增加，大约 2~3min 后达到最大，以后随整灯的内部温度的上升而逐渐下降，最后稳定于某一定值。

整灯的功率下降最多可达最大功率值的 25%~30%。

如随时间的推移，灯的功率不但不下降，反而上升，则此线路肯定是不可靠的，应重新对电路参数进行调整。

(2) 在固定温度下（例如 60℃），用数字式频率计 HC-F1000L 测量灯振荡频率随电压变化情况，并记录于表 3-3 中。

表 3-3 测量灯振荡频率随电压变化情况

序 号	1	2	3	4	5	6	7	8
工作电压	0.8U ₀	0.85U ₀	0.9U ₀	0.95U ₀	U ₀	1.05U ₀	1.1U ₀	1.15U ₀
振荡频率								

在上述电压范围内要求 当 $\Delta U/U_0 = 10\%$ 时， $\Delta f/f_0 < 3\%$ 。

因为当电压增加时，会使加到三极管的激励电压加大，原来在额定电压下处于最佳激励状态的管子变成过激励，管子进入深饱和，损耗加大，同时工作频率下降，灯功率上升，三极管则因过热有可能导致热奔而损坏。

在温度上升时，三极管 ΔU_{be} 减小，三极管存储电荷增加，存储时间上升，这两者均会导致工作频率下降、功率上升、发热增加，也可能导致三极管损坏。

因此在电压波动较大、环境温度较高的地区，应注意在电路设计、组件参数的选择上，一定要保证当温度上升、电压增加时，工作频率不能下降太多，而电子板上的损耗不能增加太多。

综合上述，在节能灯设计上最好做到以下三点：

① 电子板上的损耗应尽可能小（输入功率与灯管功率之差要小），三极管集电极温度应尽可能低。

② 电压增加时，灯工作频率不能下降太多，灯功率不能上升太多。

③ 当温度增加时，整灯的功率应随温度的上升而下降。如灯功率下降太多，则在高温老化时，会出现灯熄灭情况。

在上述试验均已通过后，将灯放在灯筒内点燃，要求灯能可靠地点燃一段时间（如 3 个月或更长一段时间）。

三、开关试验

将一体化灯装于灯筒中，灯管朝下，在额定电压、室温条件下，进行开 3min、关 3min 的开关试验，如果在 2000 次内灯丝附近灯管不发黑或稍见黑痕，则认为开关试验合格。

灯筒点燃和开关试验也可以合并进行。

如果高温、高压老炼试验、长时间灯筒点燃，以及开关试验都取得了满意的效果，那么整灯的可靠性肯定是好的，寿命是较长的，一般其平均寿命不会低于 6000h。

第五节 回扫式逆变电路

这种电路一般应用于低压直流供电的情况，作 13W 以下的手提灯、应急灯以及野外条件下使用的节能灯，其典型电路如图 3-12 所示。

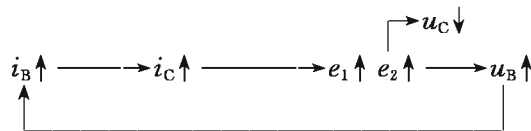
一、电路的工作原理

图中 VD_1 是防止直流电源极性接反的二极管，电容 C_1 为缓冲电容，有助于电源在瞬间向电路提供较大的电流，阻尼网络 VD_3 、 R_3 、 C_3 用来保护晶体三极管。在晶体管导通与截止时刻，RC 网络能够抑制 i_c 截止时在集电极与发射极之间出现的高反峰电压。

电路工作时可分为以下 4 个阶段。

1. 前沿阶段

当接通电源后，经 R_1 对电容 C_2 充电，一旦电容 C_2 上的电压超过 VT 发射极的阈值电压 0.6V，开始出现基极电流，并产生集电极电流，通过变压器初次级 N_1 、 N_2 间的耦合，在 N_1 、 N_2 产生感应电动势 e_1 、 e_2 ，其极性是标·的同名端为正，结果基极电位进一步上升， i_c 进一步加大，形成以下的连锁反应：



在上述正反馈作用下，VT 由截止迅速变为饱和导通，集电极电位 u_c 迅速下降为 0，出现了陡峭的前沿。

2. 平顶阶段

三极管饱和后，集电极电压近似不变，其值很小，而 $i_B > \frac{i_C}{\beta}$ ，基极电流失去对集电极

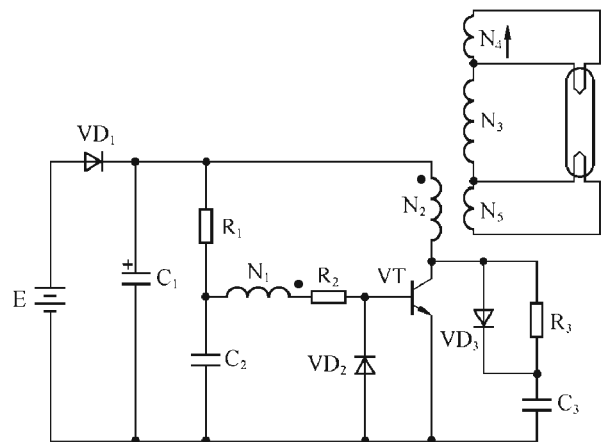


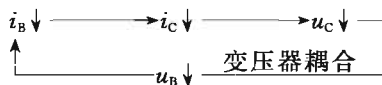
图 3-12 回扫式逆变电路

电流的控制作用， i_B 增加，而 i_C 不再增加，正反馈过程也就结束，电路由脉冲前沿阶段转入平顶阶段。此时，变压器的励磁电流 i_M 开始由0线性上升。 i_M 的增加，使 i_C 增加，而感应电动势 e_1 对 C_2 充电，随电容电压的增加， u_B 开始下降， i_B 也下降。可见，在平顶阶段， i_B 下降而 i_C 上升，最终将导致管子退出饱和区。一旦到达 $i_B \leq \frac{i_C}{\beta}$ 时，管子又进入放大区，而平顶过程亦随之结束。

与前沿阶段相比，平顶阶段是一个缓慢变化的过程。

3. 后沿阶段

进入放大区后，基极电流 i_B 减小，将引起集电极电流 i_C 减小，在集电极绕组产生感应电动势，使集电极电压上升，而基极绕组的感应电动势使基极电压下降，引起 i_B 进一步下降，这时电路发生了与前沿阶段相反连锁反应，结果使三极管快速截止。



4. 恢复阶段

管子截止，流过变压器在集电极绕组的电流被突然截断，必然在该绕组上产生很大的感应电动势，其方向是阻止流过它的电流减小，此感应电动势对集电结来说是反电压，故称为反峰电压。管子截止得越快，此感应电动势亦越大，其值可能超过 V_{CC} 好几倍，有可能将管子击穿。加阻尼网络 VD_3 、 R_3 、 C_3 就是抑制此反峰电压，保护晶体管使之不被击穿。当管子截止时，感应电动势使二极管 VD_3 导通，给平顶期间线圈中储存的磁能提供泄放通路，通过 VD_3 给电容 C_3 充电，一部分磁能还能通过负载回路及基极回路泄放。当管子导通时， C_3 经过电阻 R_3 放电，这样阻尼网络消耗了一定能量，达到了抑制反峰电压保护晶体三极管的目的。

在磁能泄放过程的同时，电容 C_2 也处于恢复过程，在平顶期间充有电荷的电容 C_2 ，这时通过 R_1 反向放电。因为 R_1 、 C_2 时间常数很大，这个过程进行得很缓慢。

当 C_2 上的电压升高到三极管的基极正向偏置并使之导通后，将再次进入前沿阶段，重复新一轮循环。电路的工作波形如图3-13所示。

电路的振荡频率由 R_1 、 C_2 及变压器绕组 N_1 、 N_2 匝比决定，变压器的次级绕组 N_3 将振荡的电压升高，加到灯管两端使灯启辉点亮， N_4 、 N_5 用于灯丝预热，一般应急灯是将灯管每端的两根灯丝短接在一起，这样变压器绕制虽然简单一些，但是灯的开关寿命很低，很难达到1000次以上。如采用预热绕组 N_4 、 N_5 后，开关寿命可以提高5~6倍，达到5000~6000次。

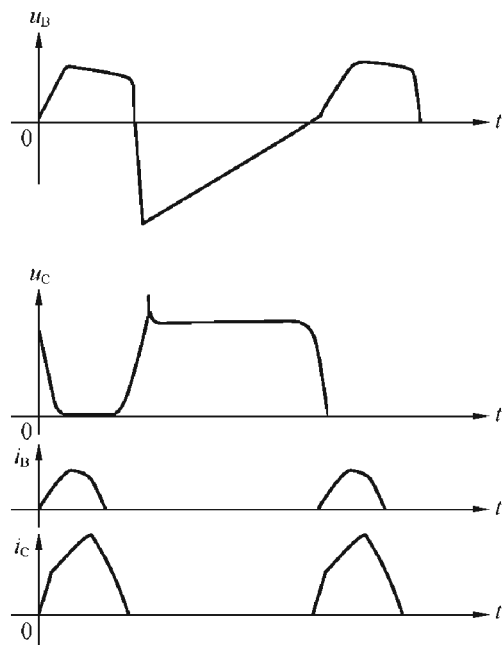


图 3-13 回扫逆变电路的工作波形

二、电路的元件参数

为了有一个数量的概念，这里给出一个 12V、11W、3U 节能灯的电路（见图 3-12），图中三极管用 TIP41C，因电流大（约 1A）且发热严重，故在管子集电极上应加散热片（15mm×10mm×25mm）。变压器可用 R2.5K EE25 铁氧体磁心， N_1 为 14 匝，用 $\Phi 0.27 \times 2$ 漆包线， N_2 为 22 匝，用 $\Phi 0.27 \times 8$ 线， N_4 、 N_5 为 7 匝， Φ 为 0.31， N_3 为 210 匝、 Φ 为 0.31。

当节能灯功率变化时，应适当调整 N_2 、 N_3 匝数。一般瓦数大时，灯管较长，管压较高，应将 N_3 圈数适当加多，或适当减小 R_2 值。由于次级电压不是很大，所以对灯管的一致性有一定的要求，希望它的管压不要太离散，尽可能一致。否则，有的灯不易点亮或输出功率偏小。

第六节 推挽式逆变电路

图 3-14 是电流馈电推挽式逆变电路。

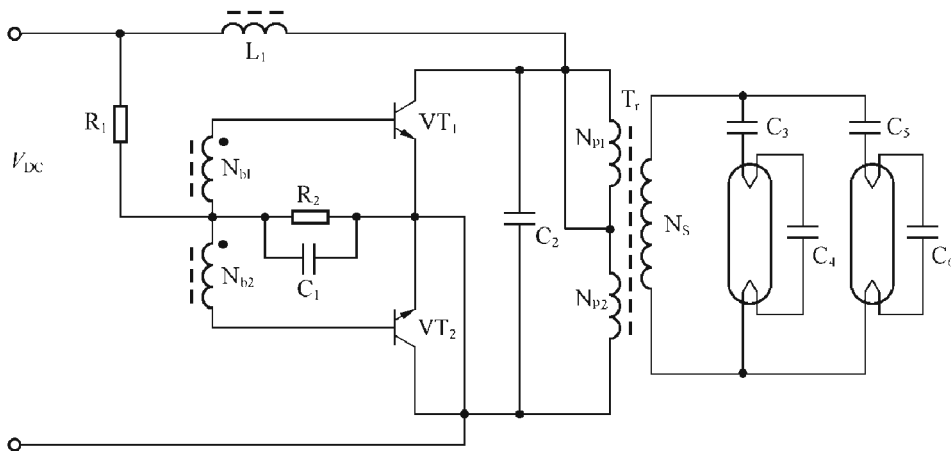


图 3-14 推挽式逆变电路

图中直流电压经电感 L_1 送到变压器 T_r 的中心抽头， L_1 与跨接于 T_r 初级绕组两端的电容 C_2 组成谐振电路， R_1 、 R_2 、 C_1 组成启动电路，其原理同图 3-10，由于 N_p 与 N_b 的正反馈作用，驱动 VT_1 、 VT_2 轮流交替导通。

在这个电路中，开关晶体管集电极所承受的最高电压约为直流电压 V_{DC} 的 π 倍。对于市电电压为 110V/120V/127V 的美国、日本及我国台湾地区，采用这种电路还是合适的。

本电路中晶体管输出为正弦电压，开关损耗较小，变压器次级 N_s 两端输出亦为正弦电压。即使负载开路或短路，负载变化很大，逆变器仍可以连续工作，如图 3-14，3-15 中即使一个灯管失效，电路仍能正常工作。

Motorola 公司 1996 年生产的一带二灯的电子镇流器就采用这种电路模式，原配灯管为两只 32W 冷阴极的 T_8 管，所以不需辅助绕组对灯丝加热，其具体电路如图 3-15 所示。

图中 C_1 、 R_1 及 VD_1 组成启动电路，高频逆变电路由 VT_1 、 VT_2 、变压器 T_r 、 C_2 等组成，由变压器提供正反馈，使 VT_1 、 VT_2 轮流交替导通与截止。

这个电路比较简单，所用组件不多，上述 $2 \times 32W$ 电路中 T_r 可用 EE35 磁心， L_1 可用 EE19 磁心，体积与重量均不算大，材料成本也不高。

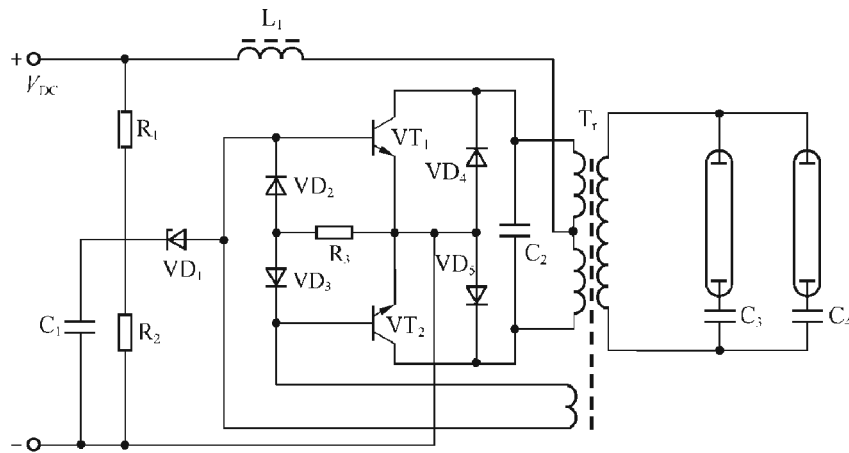


图 3-15 推挽式逆变电路示例

第七节 自振荡集成电路及其应用

上述半桥逆变电路为许多节能灯生产厂家所沿用，但其缺点是十分明显的。

一、用磁环变压器的半桥逆变电路的缺点

这种电路存在以下缺点：

(1) 不能自启动，必须依靠积分电容、触发二极管或直接经由电阻向晶体管基极提供触发电流脉冲来引起振荡。作为振荡反馈回路的组成部分有晶体管、磁环变压器、电感和荧光灯管，三者的工作情况是互相依存、互相影响的，其中任何一个部分的参数发生变化，必然导致整个电路性能指标的改变。因此，要对整灯性能进行严格而定量的控制是十分困难的。

(2) 电路中晶体管的导通与截止由磁环变压器来驱动，这个驱动电压波形很不理想，特别是当外界电源电压波动（上升或下降），引起驱动电压变化，或者激励不足，或者驱动过分，导致三极管发热严重，甚至过热而烧毁，降低了节能灯的可靠性。

因此，在这种电路中对磁环的选择是十分重要的，对它的选用或更换必须持慎重态度，在参数确定之后，应对整灯性能作全面试验和考核，只有取得满意的效果之后，才能认为这个参数的选择是合理的、可行的。而且，这种试验和考核应该在批量生产的基础上进行，而不是一两只节能灯的试验结果。

(3) 不便于调光或增加保护功能，也很难做到灯丝无功耗的预热启动。

(4) 磁环的加工和绕制费工费时，不利于大量生产。电路的工作频率受磁环的参数、温度的影响很大，其数值很难控制在一定范围内。如果对频率范围还有要求，在大量生产中是很难做到的。

二、集成电路驱动芯片

近年来，为了克服上述缺陷研制了许多集成电路驱动芯片，它能提供两路非常干净的可以驱动半桥逆变电路上下两个 MOS 功率开关管的信号。这种集成电路（即 IC 芯片）是自

激的，含有类似 555 定时器的 RC 振荡器，其振荡频率可由改变外接的 RC 组件参数予以调整。此外，集成电路还有许多其它优点，如便于调光，引入无功耗的预热启动，增加保护功能等，这些功能我们会结合具体的集成电路加以介绍。下面，在本章的最后几节介绍下面三种简单的有代表性的集成电路：

- (1) 国际整流器 (IR) 公司的 IR215X 集成电路。
- (2) 法意微电子公司 SGS-Thomson (ST) 公司的 L6569 集成电路。
- (3) PHILIPS 公司的 UBA2024 集成电路。

三、高压自振荡驱动集成电路 IR2153

IR215X 集成电路是美国国际整流器 (IR) 公司在 20 世纪 90 年代初推出的一种高压自振荡驱动 CMOS 开关管栅极集成电路。

IR215X 有许多品种，其中 IR2155 已变成一种工业标准，以后又作了许多改进，其第三代产品为 IR2153 和 IR21531。

1. IR2153 的方框图

图 3-16 是 IR2153 的方框图。

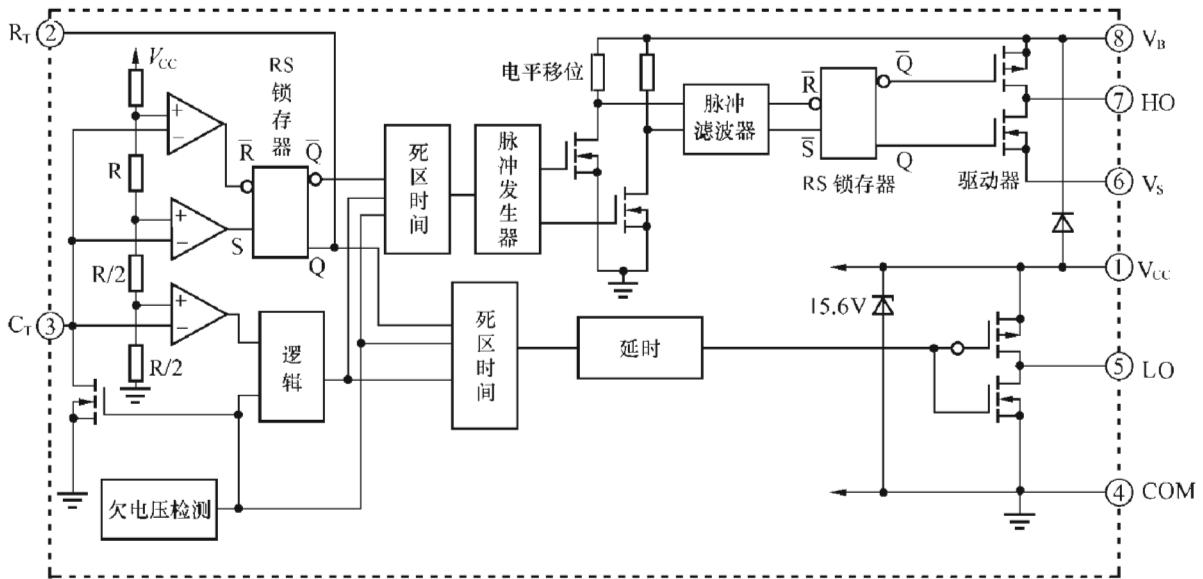


图 3-16 IR2153 方框图

此集成电路为 8 脚，有双列直插 (DIP) 封装和表面贴装 (SOIC) 两种封装形式。内部含有与 CMOS 555 定时电路相似的 RC 振荡器。它有两路输出，一路包括脉冲发生器、电平移位、脉冲滤波器及半桥逆变器上开关管的栅极驱动器。另外一路有延时电路、半桥逆变器下开关管的栅极驱动器，两路中设有死区控制电路。死区时间一般为 $1.2\mu\text{s}$ ，以免两管共态导通。

在①脚与④脚之间内部接有一个 15.6V 的稳压二极管，将 V_{CC} 值钳定在此值，如用外接直流稳压源，则其电压千万不可超过此值 (或另加限流电阻)，以免损坏内部的稳压管。电源的工作电流为 5mA，最大值 $I_{CC(max)} = 25\text{mA}$ 。

IC 各引脚的功能如表 3-4 所示。

表 3-4

IR 215X 的引脚菜单

引 脚	符 号	引 脚 功 能
①	V_{CC}	逻辑和低端的电源
②	R_T	振荡器的定时电阻输入, 电阻 R_T 接②、③脚间
③	C_T	振荡器的定时电容输入, 电容 C_T 接③、④脚间
④	COM	逻辑和低端电源的回归点
⑤	LO	低端(下管)栅极驱动输出
⑥	V_S	高端(上管)浮置电源回归点
⑦	HO	高端(上管)栅极驱动输出
⑧	V_B	高端浮置电源电压

2. IC 的定时振荡器

IC 内部有一个多谐振荡器, 由连接于②脚的电阻 R_T 与连接于③脚的电容 C_T 决定其振荡频率:

$$f = \frac{1}{2 \times \ln 2 (R_T + 75) \times C_T} = \frac{1}{1.38 (R_T + 75) C_T} \quad (3-7)$$

其中 75Ω 为 IR2151、IR2152 R_T 端②的源电阻, 对 IR2155 此电阻则为 150Ω 。由 555 定时电路的工作原理可知, 当 C_T 端的电压上升到 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 时, RS 触发器被复位, R_T 端输出低电平, 电容 C_T 放电, 电压下降。当此电压下降到 $\frac{1}{3}V_{CC}$ 时, RS 触发器被置位, R_T 端输出高电平, 电容 C_T 又被充电, 电压上升。当上升到 $\frac{2}{3}V_{CC}$ 时, RS 触发器被复位。如此周而复始, 形成自激振荡, 输出方波。波形如图 3-17 所示。

R_T 端电压波形为对称方波, 占空比为 50%, 经过死区控制电路后, 送到半桥逆变电路上下两开关管栅极的驱动信号有一段死区时间 T_D , 以免两管出现同时导通现象, 死区时间为 $1.2\mu s$ 。另外, 下管栅极的驱动信号与 R_T 的波形同相。

定时电阻 R_T 最小值为 $10k\Omega$, 一般取值为 $15k\Omega$; 定时电容 C_T 取最小值为 $330pF$, 一般取值为 $1000pF$ 。在上述取值下, 振荡频率为

$$f = \frac{1}{1.38 \times 15 \times 10^3 \times 1000 \times 10^{-12}} = 48.3(\text{kHz})$$

在这种 IC 电路中, 振荡频率可以人为设定, 而驱动电压波形比较干净, 不像用磁环变压器中改变磁环匝数来改变振荡频率那样, 同时会影响反馈回路中晶体管的工作情况, 给电路参数调整带来许多麻烦。

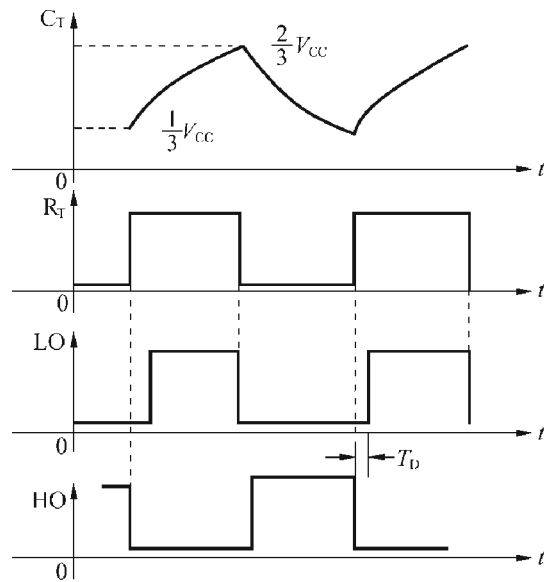


图 3-17 IR215X 的振荡波形

3. 用 IR2153 组成电子镇流器电路

用 IR2153 组成的电子镇流器电路如图 3-18，它可以做紧凑型一体化的节能灯，也可以做分体式电子镇流器，用来驱动管形荧光灯。

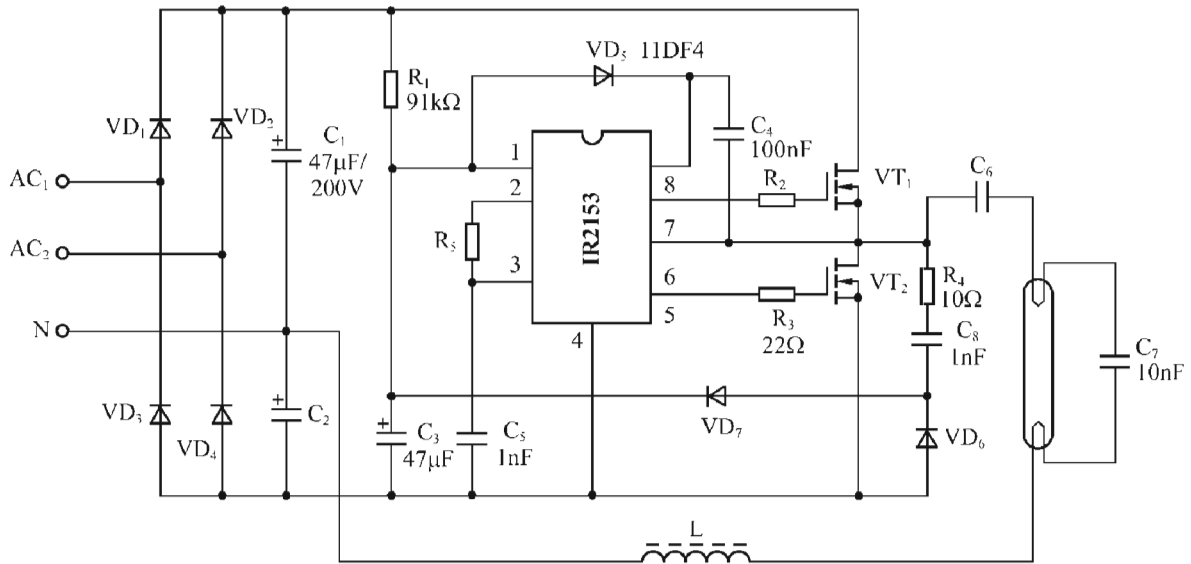


图 3-18 用 IR2153 组成的电子镇流器电路

图中输入端 AC_1 、 AC_2 接 220V/230V 的交流电源，二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 组成桥式整流电路。如将 AC_2 与 N 相接，而 AC_1 与 N 接 110V/120V 交流电源，则此时 VD_1 VD_2 与 C_1 C_2 组成倍压电路。IC 的输出驱动两只 MOS 或 IGBT 功率开关管 VT_1 、 VT_2 ，使之轮流导通与截止，在其中点 V_s （⑥脚）输出幅度约为 $310V/2$ ，占空比约为 50% 的方波信号，经由电感 L 及 C_7 给灯管提供启辉信号。

IC 芯片有欠电压封锁功能。接通电源后，在 C_1 、 C_2 上得到平滑的直流电压，由 R_1 降压对电容 C_3 充电，供给 IC 以低压直流电源。当 C_3 上电压达到某一数值，即通常所谓欠电压封锁上升阈值 UV^+ 时，电路开始振荡，其波形如图 3-19。振荡器输出的两路信号驱动 VT_1 、 VT_2 （MOS 功率开关管）的栅极，使之轮流导通与截止。

如果 V_{cc} 下降，且下降到 UV^- （欠电压封锁下降阈值）以下，电路便停止振荡，两路驱动信号均为低电平， VT_1 、 VT_2 都不导通。一般 $UV^+ > UV^-$ ，即电源具有回差特性。例如 IR2153 的 UV^+ 典型值为 9V， UV^- 为 8V，两者相差 1V。即回差电压为 1V。IR2151 的回差电压较小，仅为 0.4V。

之所以要有一定的回差电压，是因为当电路振荡并有驱动信号输出时，IC 要支取一定的电流，电源电压 V_{cc} 会下降。由于回差电压的存在，IC 仍将继续振荡，不至因 V_{cc} 下降而停止工作，从而提高了 IC 工作的抗干扰性。

电路振荡 VT_2 导通时， V_{cc} 通过自举二极管 VD_5 （图 3-18）对自举电容 C_4 充电，使 V_B

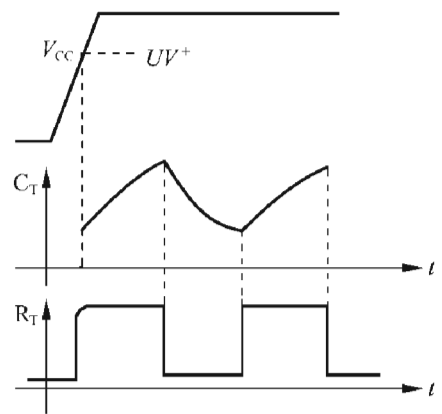


图 3-19 IR2153 的启动

(⑥脚) 电压比 HO (⑦脚) 电压高出 V_{CC} , 为 IC 内部高端驱动级提供直流电源。由于 IR2153 已将此自举二极管 VD_5 集成在芯片内部, 这时在 IC 外部 VD_5 便可省去不用。

接于⑦脚的 $R_4 C_8$ 串联网路起阻尼作用, 可以减小方波输出前沿的噪声辐射, 也有对 VT_1 、 VT_2 的续流作用。同时它将半桥中点电压通过 VD_6 、 VD_7 整流, 供给 IR2153 V_{CC} ①脚直流电压, 不再由 R_1 降压供给, 以减小功耗。

4. 用 IR215X 组成的厚膜电路

国际整流公司的 IR215X 产品是一个系列产品, 为了适应自镇流荧光灯小型化的要求, 将自振荡半桥驱动器 IC 与两只功率开关管封装在一起, 组成了 IR5XH 厚膜电路。表 3-5 列出了 IR215X 的产品系列。

表 3-5 IR215X 产品系列

基 础	厚 膜 块	说 明
IR2151	IR51H (X) XXX	第二代自激型控制 IC
IR2152	可以	第二代自激型控制 IC
2153	IR53H (D) XXX	第三代自激型控制 IC
2153D	可以	第二代自激型控制 IC
21531	可以	第二代自激型控制 IC
21531D	可以	第二代自激型控制 IC
2154	可以	第二代自激型控制 IC
2155	无	第一代自激型控制 IC
2157		用于高频电子镇流器
2159		具有相位调整的控制 IC

厚膜块的框图如图 3-20 (a), 外形图如图 3-20 (b), 符号为 IR5XH (D) XXX。其中 H 表示厚膜块, (D) 表示自举二极管 VD_5 集成在 IC 中, 否则不带 D, 后面三位数字反映了开关管的参数、所适用的工作电压和灯管功率。在表 3-6 中给出了 IR5XH 系列的典型产品及适用范围。

表 3-6 IR5XH 系列产品性能

型 号	$V_{in \max}$	$R_{DS(ON)}$	V_o	$I_D (T_A = 25^\circ\text{C})$	适用场合
IR5XH (D) 214	250V	2.0 Ω	275V	0.85A	110V, 5~15W
IR5XH (D) 224	250V	1.1 Ω	275V	1.1A	110V, 5~25W
IR5XH (D) 310	400V	3.6 Ω	425V	0.7A	220V, 5~15W
IR5XH (D) 320	400V	1.8 Ω	425V	0.9A	220V, 5~25W
IR5XH (D) 420	500V	3.0 Ω	525V	0.7A	220V, 10~20W
IR5XH (D) 737	300V	0.75 Ω	325V	1.3A	110V, 25~35W

使用者可根据具体应用情况来选用不同型号。

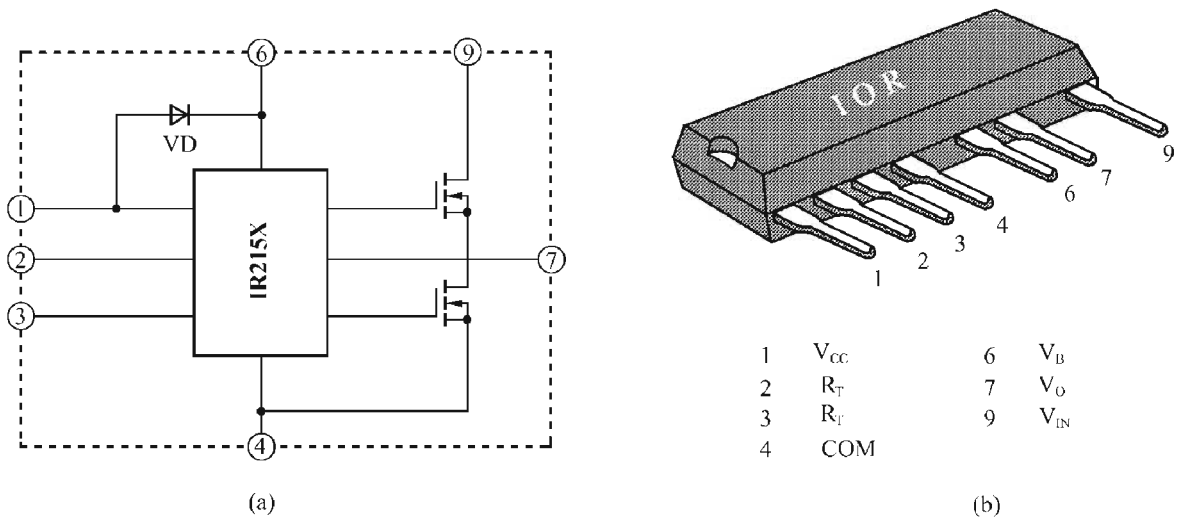


图 3-20 IR215X 的厚膜电路

为了便于初学者使用，我们在图 3-21 中给出了用 IR51H420 组成的 16W 紧凑型荧光灯的电路图。由于 IR2151 内部没有集成自举二极管，故在型号 IR51H420 中 H 后面未加 D，电路中须外接一个快恢复二极管（图 3-21 中为 VD_2 ）。

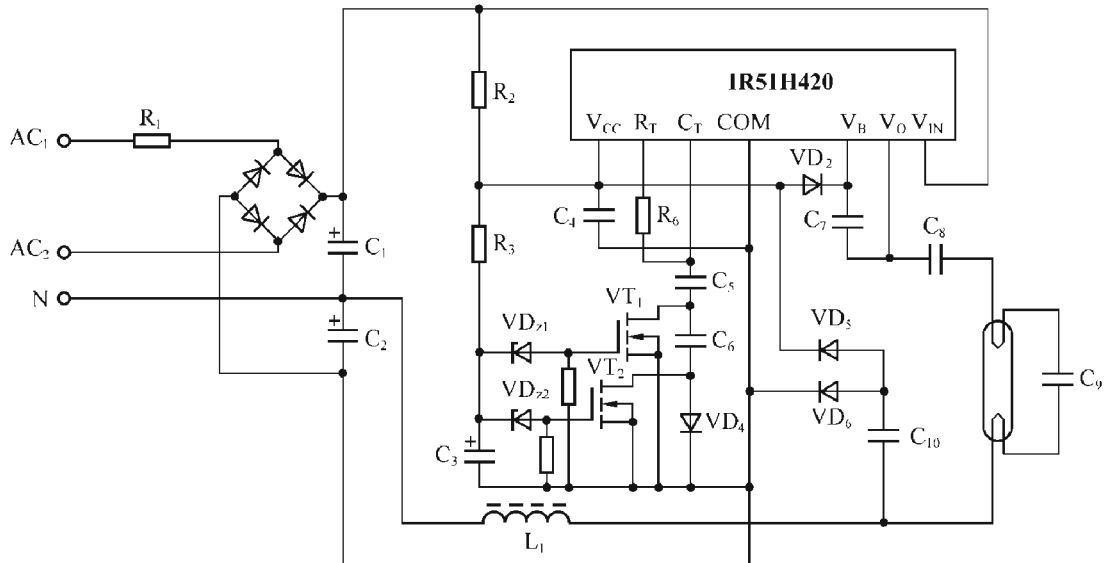


图 3-21 IR51H 420 电路图

这个电路同前面图 3-18 完全一致，可由 120VAC 电源供电，接到 AC_1 及 N（N 与 AC_2 相连即可），也可由 220VAC 电源供电，接到 AC_1 及 AC_2 。由整流桥整流后，在 C_1 、 C_2 上得到 310V 左右的直流电源。

该电路另外加了两项功能：

- ① 由高频输出提供给 IC 以低压电源，或称电流泵电路，它可减小热损耗。
- ② 灯丝预热功能。

直流电源经 R_1 降压供给 IC 以低压，由于 R_2 阻值较大（约 220k Ω ），因而提供的电流不大，约 1mA，只能维持 IR51H420 开始振荡，但不能使 IC 内部的稳压二极管稳压。一旦电路开始振荡，通过 C_{10} 、 VD_5 、 VD_6 将高频振荡整流给 C_4 充电， V_{CC} 上升，内部稳压二极管稳压。由高频能量提供的电流可达 6mA，完全保证低压电源稳压及 IC 工作所需的电流。如

果不由高频补充电流，而直接由 R_2 降压提供，则 R_2 取值应小一些，如 $R_2 = 60 \sim 90 \text{k}\Omega$ 。 R_2 附加的功耗将超过 1W ，这一附加的热耗添加到一体化节能灯中，会使塑壳内温度上升很多，导致组件过热而提早损坏，大大降低了整灯的可靠性。此外，电路中还设置了灯丝预热电路。

灯管的启辉过程可分为三个阶段，工作在不同的频率。开始时，由于 C_3 尚未充好电， VT_1 、 VT_2 两管均不导通，此时振荡频率为

$$f_1 = \frac{1}{1.38(R_T + 75) \times C_5 C_6 C_0} (C_5 C_6 + C_6 C_0 + C_0 C_5)$$

其中 C_0 为 VD_4 的结电容、 VT_2 输出电容与分布电容之和。故开始时振荡频率很大，远大于 L_1 、 C_9 的串联谐振频率。跨接于灯管的电容 C_9 的容抗 $\frac{1}{\omega_1 C_9}$ 很小，使灯管两端的电压很小，灯管不能启动，一般此时间很短。

当 C_3 充电达到足以使 VT_2 导通的电压时，二极管 VD_4 被短路到地，此时振荡频率变为

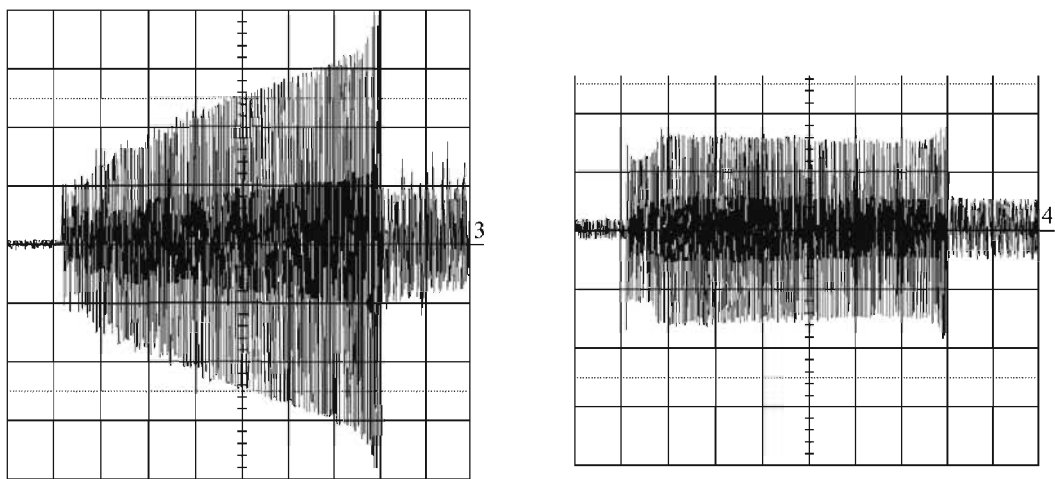
$$f_2 = \frac{C_5 + C_6}{1.38(R_T + 75) C_5 C_6}$$

在此频率下，灯仍将被预热，而未能启动。预热时间由 R_2 、 R_3 及稳压二极管 VD_{Z1} 决定。

当 C_3 电压进一步上升使 VD_{Z1} 、 VT_1 导通时， C_6 被短路，振荡频率变为

$$f_3 = \frac{1}{1.38(R_T + 75) C_5}$$

此频率与 $L_1 C_9$ 的串联谐振频率相接近， C_9 上的电压被放大 Q 倍（例如 3 倍），灯管两端电压很高，足以启辉发光。灯在预热后被启辉，预热时阴极电压及阴极电流波形如图 3-22 所示。



(a) 灯丝电压（在预热时灯丝电阻加大）

(b) 灯丝电流（触发后灯丝电流减小）

图 3-22 预热时阴极电压及电流波形

5. IR2153 的产品性能

IR2153 是 IR215X 系列产品中的第三代产品，与早期产品相比，已作了许多改进，具体说来有以下几点：

(1) IR2153 的欠电压封锁的回差电压较大，约为 1V ，而 IR2151 只有 0.4V 。

(2) IR2153 实现了微功率启动。当 $V_{CC} < UV^-$ 时, 其电源电流 I_{CC} 很小, 比 IR2151 小得多。

在 IR2151 中, 当 $V_{CC} < UV^+$ 时, R_T 输出电压跟随 V_{CC} 上升而上升, 由于此时 C_T 电压为低电平, 因此 V_{CC} 经由 R_T 提供附加电流, 且其值随 V_{CC} 上升而上升。

在 IR2153 中, 当 $V_{CC} < UV^+$ 时, R_T 输出低电平, 启动前 I_{CC} 不大, 从而实现了微功率启动。图 3-23 清楚地表明, 在 IR2153 中当 V_{CC} 接近 UV^+ 时, I_{CC} 仍不大。因此为获取低压电源可取阻值较大的降压电阻, 提供较小的电流来启动 IC 工作, 一旦 IC 启动后, 其正常工作所需电流 IR2151 同 IR2153 差不多, 都可采用电流泵电路为 IC 提供所需的电流。

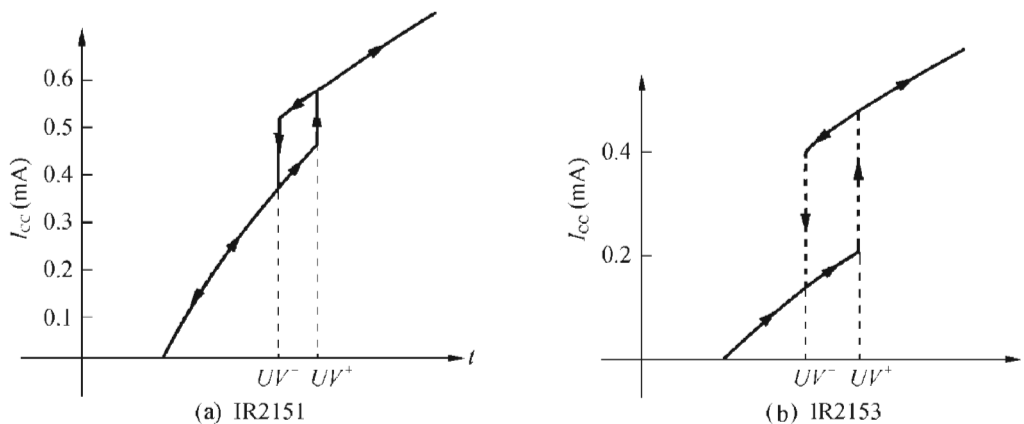


图 3-23 IR2151 与 IR2153 的启动电流对比

因此微功率启动有利于降低电路的功耗、减小发热量和温升, 提高电路的效率和整个电路的可靠性。

(3) IR2153 有快速关断功能。快速关断可以防止外接 MOS 开关管因电路出现异常状态而损坏。

在 IR2151 中要实现快速关断, 须将 V_{CC} 拉到 UV^- 以下, 这就要求并接在 V_{CC} 上的去耦电容及储能电容能快速地用小信号可控硅将它上面的电荷移去。而故障消除后, 应关断电源, 重新予以启动。

在 IR2153 (图 3-16) 中增加了一个比较器, 其阈值为 $V_{CC}/6$, 只要 C_T 脚电压下降到 $V_{CC}/6$ 以下, 就可以用最短的延迟时间将两个开关管迅速关断。在电路中通过外接一个集电极开路的 NPN 管, 就可以实现这个功能, 外接的零件不多, 实现起来很方便。

(4) IR2153 有较精确的死区时间, 死区时间的温度系数小, 不随温度的改变而改变。

在感性负载下如能做到零电压开关 (ZVS) 或软开关, 则开关损耗小, 效率高。IC 输出方波驱动信号有死区时间, 储存在负载中的能量通过场效应管内部的漏极二极管转向相反方向, 实现零电压开关。IR2153 有几种死区时间可供选择, 死区时间稳定, 随温度变化小, 所以在较宽温度范围内支持 ZVS。

(5) IR2153 输出缓冲级的电流变化速率小, 可以减小 MOS 管栅极 V_{GS} 的上冲或反冲, 降低其射频干扰。

IR2151 与 IR2153 的输出电流的驱动能力差不多, 可以驱动相同的 FET 或 IGBT 管。

表 3-7 说明了两者的性能差别

表 3-7

IR2151 与 IR2153 的差别

参 数	IR2151	IR2153
I_{CC} 静态	$400\mu\text{A} + V_{CC}/R_T$ (在启动时, $V_{CT} = 0$)	$150\mu\text{A}$ (在启动时, $V_{RT} = 0$)
UV^+	8.5V	9.0V
UV^-	8.1V	8.0V
ΔUV	0.4V	1.0V
关断方法	$V_{CC} < UV^-$	$V_{CC} < UV^-$ 或 $V_{CT} < V_{CC}/6$
死区时间 典型值 最小值/最大值	1.2 μs 0.5 μs /2.25 μs	IR2153、IR53HDxxx 典型值 1.2 μs 最小值/最大值 0.75 μs /1.65 μs IR21531 典型值 0.6 μs
死区时间的温度系数	+5000ppm/ $^{\circ}\text{C}$	$\pm 1000\text{ppm}/^{\circ}\text{C}$
输出缓冲级的 $\frac{di}{dt}$	0.3A/20ns	0.3A/70ns

第八节 高压自振荡驱动集成电路 L6569

一、L6569 的方框图

L6569 是 ST (SGS-Thomson) 微电子公司的产品, 其方框图如图 3-24 所示。

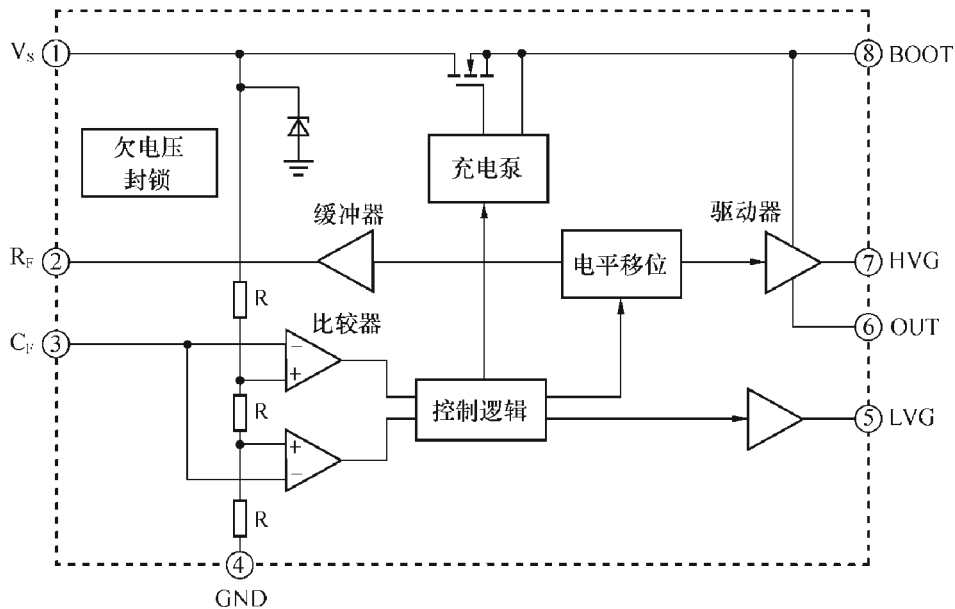


图 3-24 L6569 方框图

该电路也采用 8 脚 DIP 双列直插或 SOIC 表面贴装两种封装形式, 与 IR2151 的引脚名称虽不相同, 但同一序号的引脚功能却完全一样。

电路内部有一个与 555 定时电路相同的振荡器, 其频率由外接于②、③引脚的 R_F 、 C_F

阻容组件值决定，大约取值在 25~150kHz，误差在±5%范围内。

IC 有两路输出，电流为 250mA，可驱动半桥逆变器上下两个 MOS 开关管的栅极，两路信号有 1.25μs 的死区时间。V_s脚内部接有 15V 的稳压管，同样带有欠电压封锁功能，欠电压上升阈值为 9V，回差电压 1V，IC 启动电流为 150μA，也可实现微功率启动。这同 IR2153 的性能差不多。

L6569 内部有充电泵与 DMOS 管一起构成自举二极管的作用，因此①、③脚之间外接的快恢复二极管可省去不用。

二、用 L6569 组成一体化节能灯或电子镇流器

用 L6569 可组成一体化节能灯或电子镇流器，图 3-25 是用 L6569 组成的 18W 管形荧光灯的电子镇流器电路。

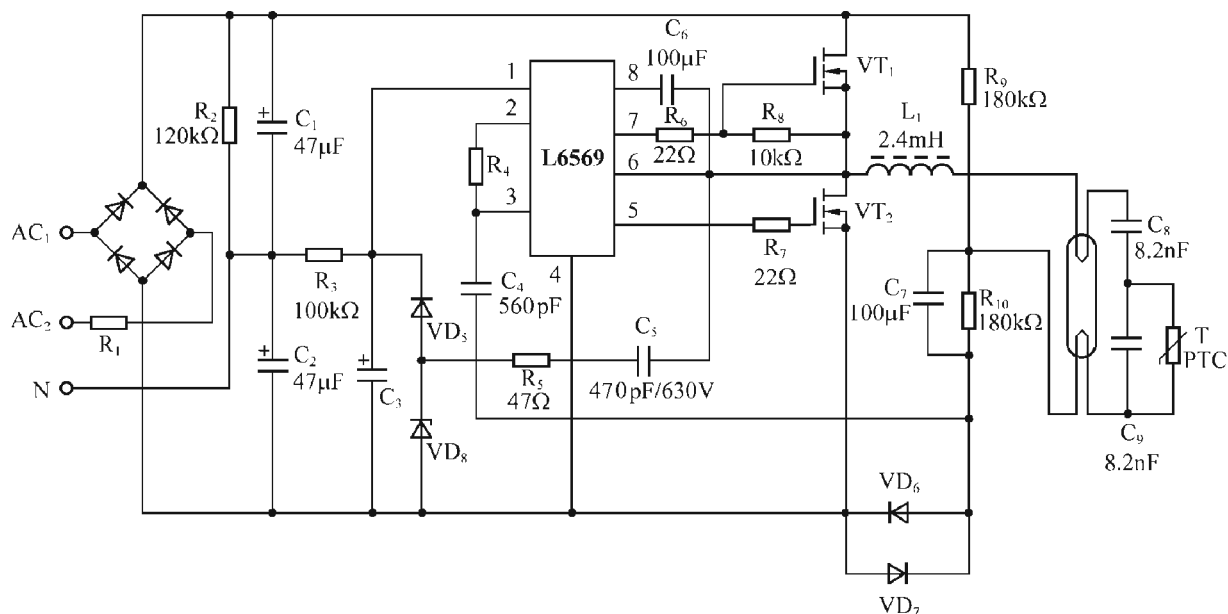


图 3-25 L6569 组成的 18W 电子镇流器电路

这个电路同用 IR2153 组成的电子镇流器并无太大的差异，这里只提几点值得注意的地方。

(1) 电路由整流后直流电源经 R₂、R₃ 降压提供给 IC 以低压启动电流，为减小功耗原本可以将 R₂、R₃ 取较大值，只要电流超过 150μA 即可，但为了使 IC 快速建立振荡，故本例中取 R₂ + R₃ = 220kΩ。设 IC 的启动时间为 T_s，则 T_s 与 R₂ + R₃ 之间关系为

$$T_s = \frac{(R_2 + R_3)C_3 UV^+}{V_{DC}} \quad (3-8)$$

其中 V_{DC} 为桥式整流后的直流电压，其值为 260~340V，视输入交流电压及负载功率而定，UV⁺ 为欠电压封锁上升阈值，R₂ + R₃ 值越大，则 IC 建立振荡的启动时间越长。R₂、R₃ 还兼做 C₁、C₂ 的均压电阻。

(2) 电路也采用电流泵给低压电源提供 6mA 电流。电路一旦建立振荡，通过半桥中点输出方波，经由 C₅、R₅ 送到 VD₅、VD₈ 整流及稳压，提供给 V_s① 以直流电压，如图 3-26 所示。在 50kHz 下，此电流约为 6mA，足以维持 IC 正常工作。

为了避免两 MOS 功率开关管同时导通，电容 C₅ 的取值是有限制的，一般可按式

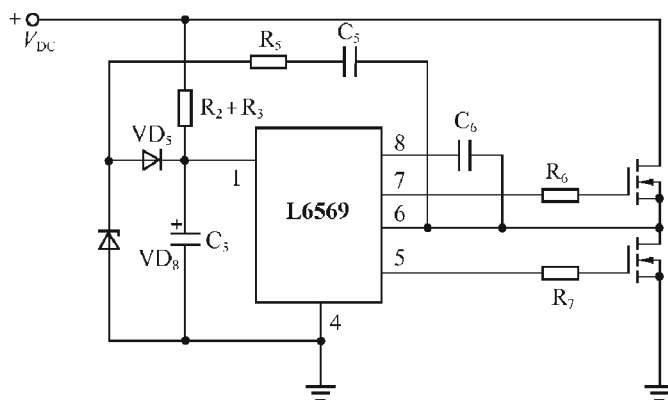


图 3-26 用电流泵为低压电源供电电路

选取。

$$C_5 < T_D I_{LA} / V_{DC} \quad (3-9)$$

式中 T_D 为死区时间， I_{LA} 为灯管电流，在 18W 管形荧光灯中 $I_{LA} > 230\text{mA}$ 。 V_{DC} 为整流后直流电压，如电源电压为 230V/AC， C_5 可取 470pF；如电源电压为 120V/AC， C_5 可取 1nF。

电容 C_5 提供的平均电流为

$$I_{C5} = C_5 \cdot V_{DC} \cdot f_{sw} \quad (3-10)$$

f_{sw} 为开关频率，如 $f_{sw} = 50\text{kHz}$ ，则 $I_{C5} = 6\text{mA}$ 。

顺便指出， $R_5 C_5$ 又起缓冲阻尼作用，可使半波输出方波前沿增加 100~600ns，从而减小方波的噪声辐射及电路的传导干扰。

(3) 图 3-25 中两个背靠背并联的快速二极管 VD_6 、 VD_7 组成过零检测器，可以使振荡器的工作频率同灯电路中 LC 固有谐波频率保持同步。

第九节 紧凑型荧光灯专用集成电路 UBA2024

UBA2024 集成电路是 PHILIPS 公司于 2001 年推出的一种集成电路，采用 EZ-HV SOI (Silicon On Insulator) 工艺制造的，因为内部含有两只半桥功率晶体管，特别适合用来制造自镇流紧凑型荧光灯，如小巧玲珑的蜡烛灯泡、罩灯、 $\Phi 9$ 细管径的 2U、3U、螺旋灯，功率从 3W 到 15W 不等。

该集成电路内部含有两只半桥功率晶体管、电平移位器、功率管驱动器、自举电路、内部用的低压电源、自激振荡器以及为软启动、预热所需要的启动及扫频功能。采用专用的 SO-14 封装，它具有良好的热传导性能。由于它的集成度很高，只需少量的外接组件，就可组成一只自镇流灯，价格也不太贵。

一、UBA2024 的方框图

电路的框图如图 3-27 所示。

引脚符号及用途如表 3-8 所示。

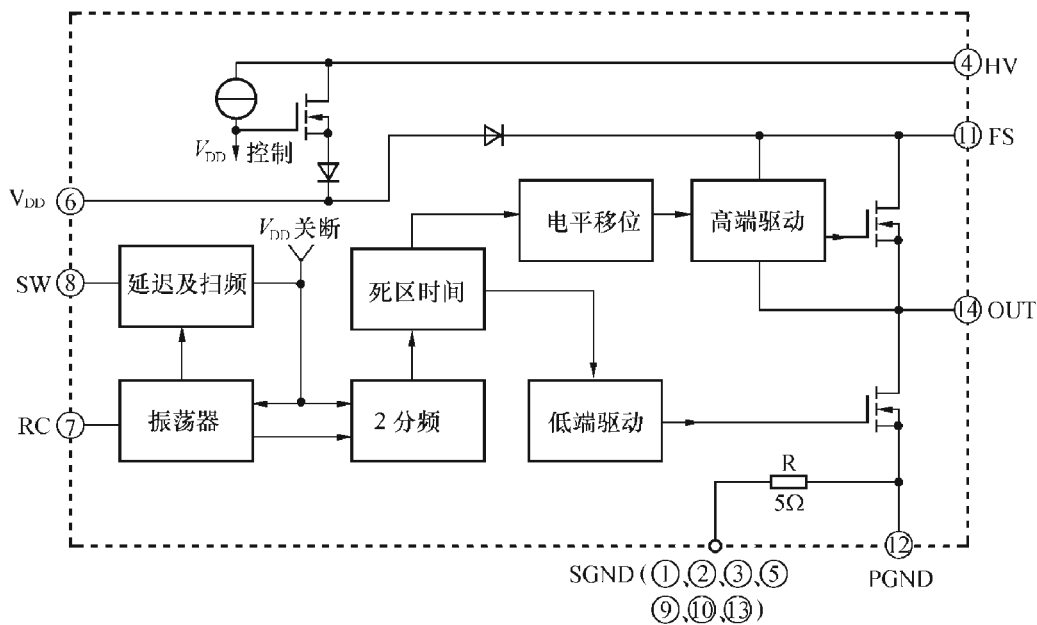


图 3-27 UBA2024 方框图

表 3-8 UBA2024 的引脚符号及用途

引脚号	符号	用途说明	引脚号	符号	用途说明
①	SGND	信号地	⑧	SW	扫频定时输入
②	SGND	信号地	⑨	SGND	信号地
③	SGND	信号地	⑩	SGND	信号地
④	HV	高压电源	⑪	FS	高端浮动电源
⑤	SGND	信号地	⑫	PGND	功率地
⑥	V _{DD}	内部低压电源	⑬	SGND	信号地
⑦	RC	内部振荡器输入	⑭	OUT	半桥输出

下面是 UBA2024 型号、灯管电流：

	$R_{\text{DS(on)}} \text{ (HS+LS)}$	灯管电流
UBA2024 BT	28Ω	120mA
UBA2024 CT	18Ω	150mA
UBA2024 DT	10Ω	200mA

二、UBA2024 的功能说明

为了说明 UBA2024 的功能，我们结合它的具体应用电路（如图 3-28）加以介绍。

图中 IC 所需的低压电源由加到 HV 引脚的高压电源产生，在 IC 内部形成，不需由外部提供附加的电源，也不用由高压电源经电阻降压产生，V_{DD} 的输出阻抗约为 130Ω。

1. 启动

当接通电源，HV 引脚上的高压逐渐上升，IC 开始启动，此时高端功率管截止，而低端功率管导通。在启动状态，电路复位，自举电容 C_{FS} 及 V_{DD} 脚上的电容 C₅ 被充电，而 RC、SW 引脚接地，在 V_{DD} 电压未上升到 V_{DD_start} 前，电路始终处于启动状态。

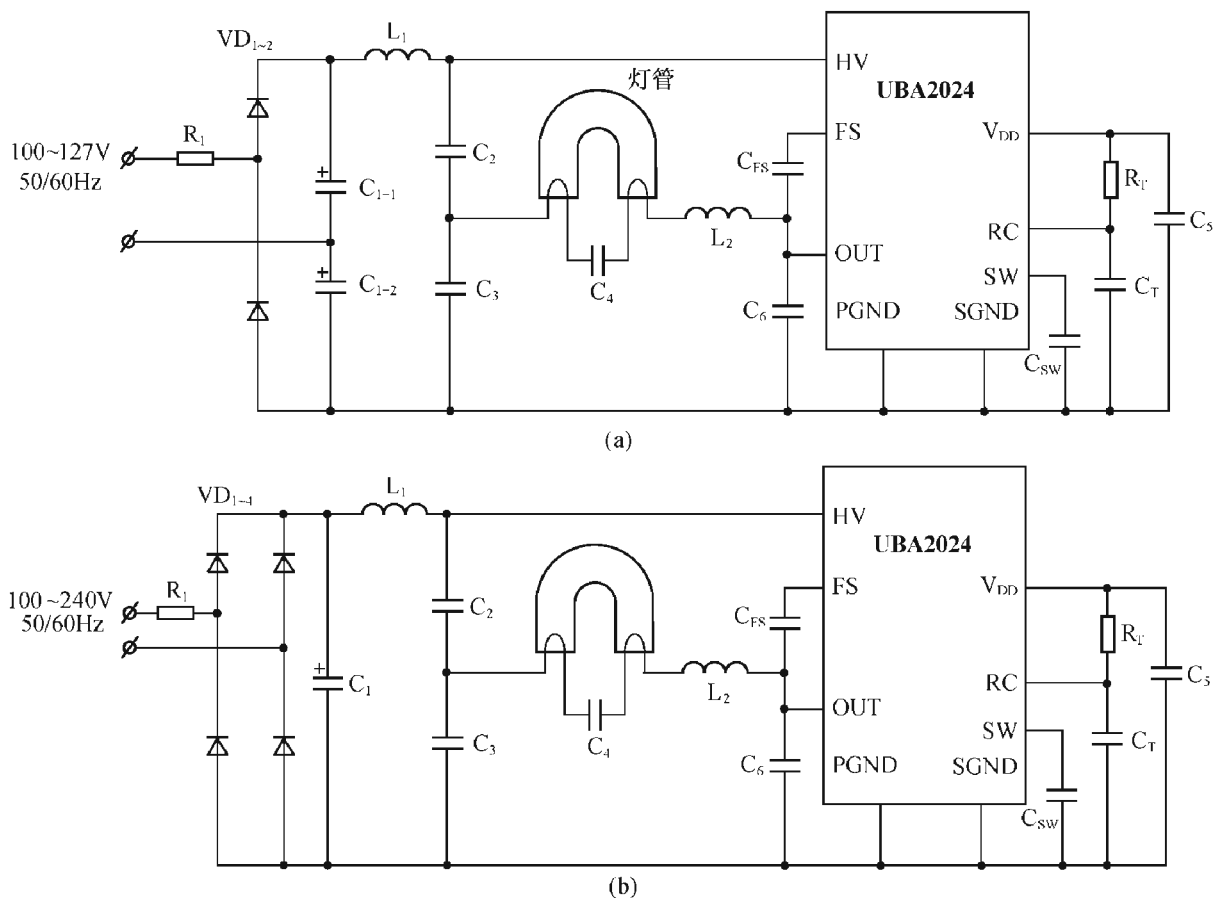


图 3-28 UBA2024 的实用电路

一旦 V_{DD} 电压达到并超过 $V_{DD\ start}$ ，SW 脚电容 C_{sw} 被充电。当其电压达到 V_{swD} 时，IC 内部的振荡器开始振荡，其初始振荡频率较高，约为正常工作时频率的 2.5 倍（见图 3-29）。

从 $V_{DD} = V_{DD\ start}$ 到开始振荡这段时间称为延迟时间 t_d ，应合理选择 t_d ，以保证 HV 脚电压达到某一数值后，电路才开始振荡并扫频。

如果 V_{DD} 电压减少，降低到某一数值，电路会再次进入启动状态。

2. 扫频

开始振荡后，振荡频率逐渐下降，同时对灯管进行预热，一旦当频率接近 LC（图 3-28 中的 L_2 、 C_4 ）串联谐振频率时，在灯管两端产生高压，将灯管启辉点亮。扫频时间 t_s 由内部恒流源及外接于 SW 脚的电容 C_{sw} 大小决定， C_{sw} 大，则 t_s 也大，如 $C_{sw} = 33\text{nF}$ ， $t_s = 100\text{ms}$ ； $C_{sw} = 47\text{nF}$ ， $t_s = 300\text{ms}$ 。

在启动、延迟、扫频这三段时间内 V_{DD} 、 V_{HV} 、 V_{Csw} 及频率变化情况示于图 3-29 中。

3. 振荡器

电路的振荡器是在 555 时基电路的基础上组成的，其频率由接于 RC 引脚的电阻 R_T 及电容 C_T 决定，振荡器输出经 2:1 分频后得到占空比为 50% 的方波电压，半桥电路的工作频率为振荡频率的一半，其表达式为

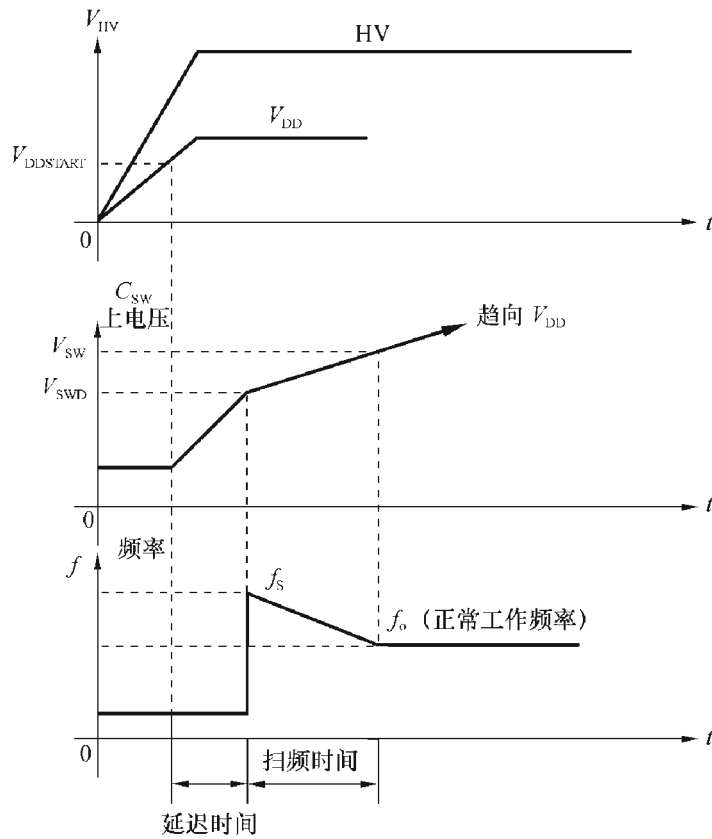


图 3-29 在启动、延迟、扫频时间内频率的变化

$$f = \frac{1}{kR_T C_T}$$

一般 R_T 取值在 $80 \sim 400 \text{ k}\Omega$ ， R_T 取值大一些，可以减小由 V_{DD} 支取的电流，以减小功耗， C_T 取值最小为 100 pF ，式中振荡常数 k 与 R_T 、 C_T 值有关，图 3-30 为 k 值随 R_T 变化情况，图中 C_T 为参变量。

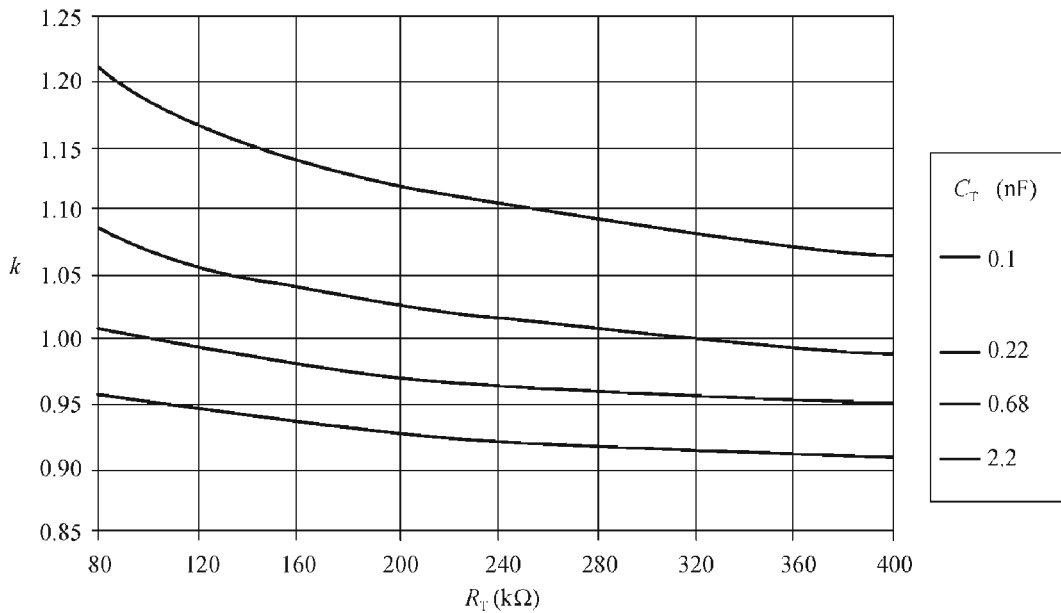


图 3-30 k 值与 R_T 、 C_T 之依赖关系

例如 $R_T = 120\text{k}\Omega$, $C_T = 270\text{pF}$, $k = 1.05$, 半桥频率为

$$f = \frac{1}{1.05 \times 120 \times 10^3 \times 270 \times 10^{-12}} = 29.4(\text{kHz})$$

半桥工作频率一般应选在 25~30kHz 或 40~50kHz。太低, 会引起声频噪声, 太高, 超过 50kHz, 则其高次谐波的传导干扰变大(以共模干扰方式出现), 且镇流器的功耗变大; 频率也不宜落在 30~40kHz 频段, 以免影响红外遥控器工作。

4. 元件参数的选择

C_5 是低压电源的旁路电容, 一般取为 10nF/25V。 C_6 是阻尼电容, 用来减小晶体管集电极电压变化速率 $\frac{du}{dt}$, 起保护晶体管及减小高频噪声作用, 一般取为 100pF/500V。

C_{FS} 是浮动电源的旁路电容, 一般取为 10nF/25V, 其余 C_1 、 C_2 及 C_3 的选择同分立组件 CFL 灯的考虑相同, 不再重复。

三、应用举例

对图 3-28 所示电路, 可以应用于 110V 或 220V 的电路中, 下面举出两个实际例子中电路元件的具体参数, 供组装电路时参考。

例 1: 输入电压 230V/50Hz, 3W 节能灯, 参数如下 ($f = 29.7\text{kHz}$)

R_1	47 Ω	$VD_1 \sim VD_4$	1N4007	C_1	3.3 $\mu\text{F}/450\text{V}$
L_1	220 μH	C_2, C_3	47nF/200V	C_4	3.9nF/630V
L_2	8.2mH	C_6	100pF/500V	C_{FS}	10nF/25V
C_5	10nF/25V	C_T	270pF/25V	C_{sw}	33nF ($t_s = 100\text{ms}$)
$R_T = 120\text{k}\Omega$					

例 2: 输入电压 230V/50Hz, 14W 节能灯

R_1	3 Ω	$VD_1 \sim VD_4$	1N4007	C_1	4.7 $\mu\text{F}/400\text{V}$
L_1	1.8mH	C_2, C_3	47nF/200V	C_4	3.9nF/1kV
L_2	3.1mH	C_6	100pF/500V	C_{FS}	10nF/25V
C_5	10nF/25V	C_T	180pF/25V	C_{sw}	33nF ($t_s = 100\text{ms}$)
$R_T = 110\text{k}\Omega$					

第四章 电子镇流器及节能灯中常用的无源器件及材料

本章简要介绍一些电子元器件如电阻、电容、电感及磁性元件等，便于使用时查阅；同时也介绍一些原理性及基础性的知识，使读者在阅读供应商所提供的手册资料时，能够正确理解，并合理地使用这些资料。此外，我们还根据电子镇流器的使用特点，介绍一些有关使用这类元件时需要特殊加以考虑的内容，以便在设计、组装电子镇流器时可以避免犯常识性的错误。

第一节 电阻（结构、标称值及参数）

一、电阻的结构

电流通过导体时，导体对电流的阻力称为电阻，在电路中起电阻作用的元件称为电阻器，通常简称为电阻。

电阻由电阻体（1）、基体（骨架 2）、引线（3）和保护层（4）四部分组成，如图 4-1（a）所示，图（b）为碳膜电阻的外形图。

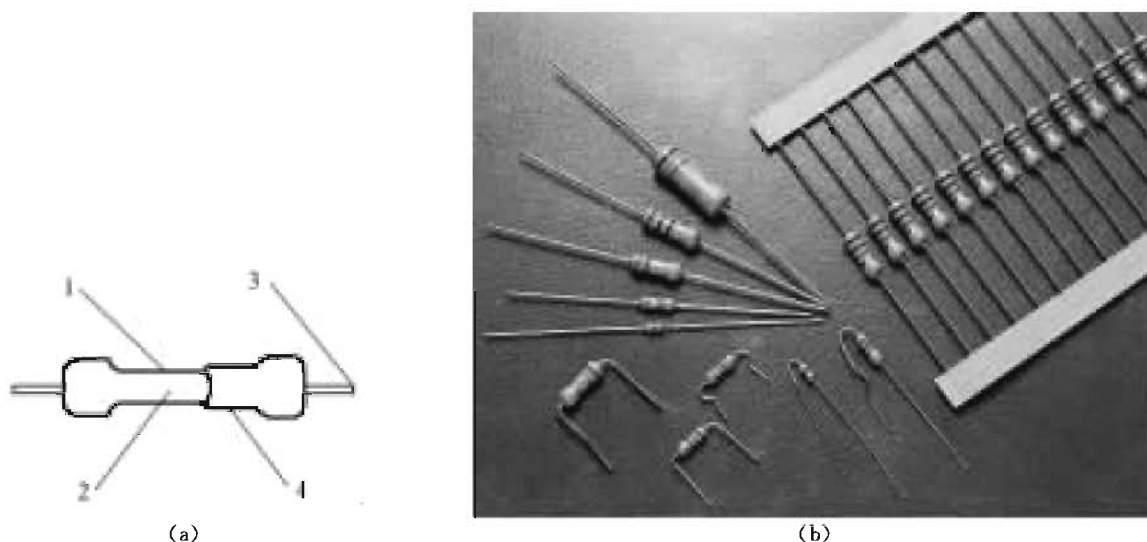


图 4-1 电阻的结构图及外形图

在电子镇流器中常用的电阻有碳膜电阻（RT）、金属膜电阻（RJ）、高压电阻、阻燃型金属氧化膜电阻（RY）等。此外，还有一类敏感电阻，如热敏电阻、压敏电阻及光敏电阻

等，我们将在有关章节有选择地、简要地介绍压敏及热敏电阻。

二、电阻的性能参数

电阻性能的参数有：标称值及允许偏差、额定功率、工作电压及最大工作电压等。

1. 电阻的标称值、允许偏差及其表示方法

电阻的标称值可以直接标出。标称值用阿拉伯数字表示，单位用文字表示（ Ω 、 $k\Omega$ 、 $M\Omega$ ），如 1.5Ω 、 22Ω 、 $510k\Omega$ 等，允许偏差用百分数或文字符号表示。也可以用文字符号法，即用文字和数字两者的有规律结合起来表示，如 R1 表示 0.1Ω ，2R2 表示 2.2Ω ，3k3 表示 $3.3k\Omega$ 等。

在小型电阻中最常用色标法，这是因为电阻的体积较小，直接用文字、数字表示出标称值及允许偏差比较困难，而用色标法比较方便。表 4-1 给出了小型固定电阻的色标符号，图 4-2 给出了它的色标示例。

表 4-1 电阻的色标符号

颜色	有效数字	倍率	电阻值允差
银	—	10^{-2} (0.01)	(K) $\pm 10\%$
金	—	10^{-1} (0.1)	(J) $\pm 5\%$
黑	0	1	—
棕	1	10	(F) $\pm 1\%$
红	2	10^2	(G) $\pm 2\%$
橙	3	10^3	—
黄	4	10^4	—
绿	5	10^5	(D) $\pm 0.5\%$
蓝	6	10^6	(H) $\pm 0.2\%$
紫	7	10^7	(B) $\pm 0.1\%$
灰	8	10^8	
白	9	10^9	
无	—	—	(M) $\pm 20\%$

* 表中电阻值允差一栏括号中的字母是电阻值允差值的符号表示。

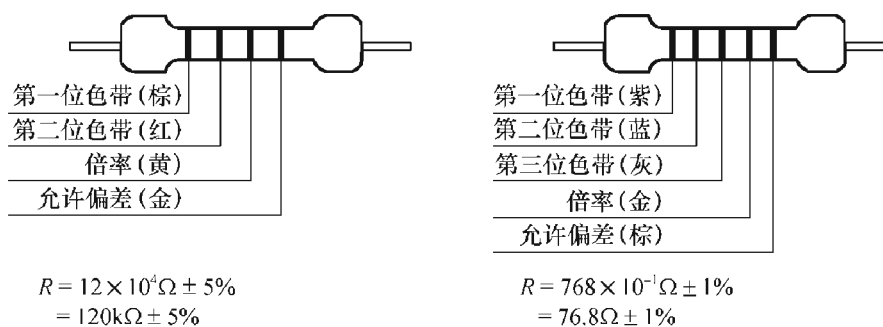


图 4-2 电阻的色标示例

电阻的标称值是指电阻器上标出的名义值，它是电阻器的设计值，而非其实际值。由于材料、设备、加工工艺等原因，同一批生产出来的电阻器的阻值有一定的离散性，所以标称值与实际值之间有一点偏差，允许的最大偏差范围称为电阻值允差，在表 4-1 中给出了允许偏差值的色标标示和文字表示两种方法。

为了既能满足使用者对各种规格电阻的需要，又能使规格数量减少到最低限度，电阻器一般是按国标 GB2471-81 电阻器标称值系列标准的规定进行分类的。使用电阻时要在标准（表 4-2、表 4-3）规定的系列中选择所需的标称值，而不允许随意选用。

表 4-2 通用电阻的标称阻值系列

允许偏差			允许偏差		
E24	E12	E6	E24	E12	E6
±5%	±10%	±20%	±5%	±10%	±20%
1.0	1.0	1.0	3.3	3.3	3.3
1.1			3.6		
1.2	1.2		3.9	3.9	
1.3			4.3		
1.5	1.5	1.5	4.7	4.7	4.7
1.6			5.1		
1.8	1.8		5.6	5.6	
2.0			6.2		
2.2	2.2	2.2	6.8	6.8	6.8
2.4			7.5		
2.7	2.7		8.2	8.2	
3.0			9.1		

表 4-3 精密电阻的标称阻值系列

E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48
100	100	100	149			223		
101			150	150		226	226	226
102	102		152			232	232	
103			154	154	154	234		
104			156			237	237	237
105	105	105	158	158		240		
106			160			243	243	
107	107		162	162	162	246		
109			164			249	249	249
110	110	110	165	165		252		
111			167			255	255	
113	113		169	169	169	258		
114			172			261	261	261
115	115	115	174	174		264		
117			176			267	267	
118	118		178	178	178	274	274	274
120			180			277		
121	121	121	182	182		280	280	

续表

E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48
123			184			284		
124	124		187	187	187	287	287	287
126			189			291		
127	127	127	191	191		294	294	
129			193			298		
130	130		196	196	196	300	300	300
132			198			305		
133	133	133	200	200		309	309	
135			203			312		
137	137		205	205	205	316	316	316
138			208			320		
140	140	140	210	210		324	324	
142			213			332	332	332
143	143		215	215	215	336		
145			218					
147	147	147	221	221				
149			223			336		
340	340		493			715	715	715
344			499	499		723		
348	348	348	505			732	732	
352			511	511	511	741		
357	357		517			750	750	750
361			523	523		759		
365	365	365	530			768	768	
370			536	536	536	777		
374	374		542			787	787	787
379			549	549		796		
383	383	383	556			806	806	
388			562	562	562	810		
392	392		569			825	825	825
397			576	576		835		
402	402	402	583			845	845	
407			590	590	590	856		
412	412		597			866	866	866
417			604	604		876		
422	422	422	612			887	887	

续表

E192	E96	E48	E192	E96	E48	E192	E96	E48
427			619	619	619	898		
432	432		626			909	909	909
437			634	634		920		
442	442	442	642			931	931	
448			649	649	649	942		
453	453		657			953	953	953
459			665	665		965		
464	464	464	673			976	976	
470			681	681	681	988		
475	475		690					
481			695	695				
487	487	487	706					

表 4-2、4-3 中的数值还可乘以 10^n ，其中 n 可为正整数或负整数。

2. 电阻的额定功率及最大工作电压

电阻的额定功率指它在规定温度下长期连续负荷所允许消耗的最大功率，通常又称为标称功率。

当环境温度高时，电阻器的额定功率必须降额使用，在低于额定功率下使用电阻时，它的寿命可以延长；反之，超负荷运用，则寿命会降低，阻值不稳定，甚至会烧毁、开路。

图 4-3 为小型碳膜电阻、金属膜电阻、金属氧化膜电阻的额定功率随工作温度升高而下降的降额百分数。例如在 80°C 时，三种电阻的额定功率将下降 10% 左右。如工作于 100°C ，RT、RJ 电阻的额定功率将下降到 60% 左右，RY 电阻的额定功率将下降到 80% 左右。可见，处于高温下的节能灯所用的电阻，它的额定功率必须要有较大的余量，以延长其寿命。

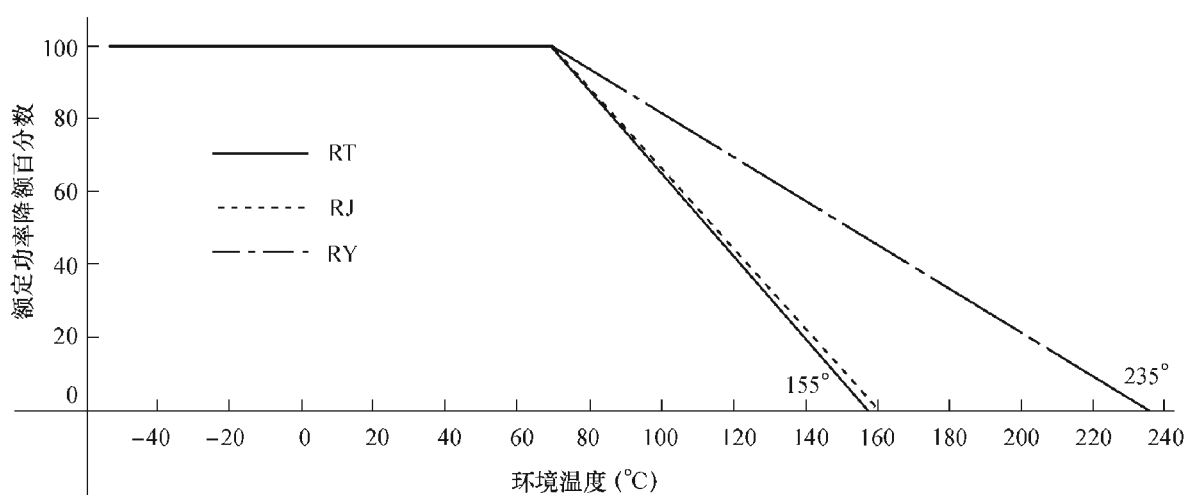


图 4-3 电阻额定功率随温度变化曲线

电阻的最大工作电压可根据 \sqrt{PR} 计算，式中 P 为额定功率， R 为标称电阻值。

在电子镇流器中，由于工作电压较高（直流电压可达 300V、400V 或更高），如阻值较大，电阻器上碳膜相邻两刻槽之间承受的电压较大，长时间工作时极易产生火花而烧毁碳膜，使电阻失效。例如图 3-4 中的电阻 R_1 ，就可能因为上述原因，容易失效而造成开路，使整灯不工作。因此，在节能灯生产中，对电阻的耐压也提出了要求，这样做是十分必要的。在选用那些承受高压的电阻时，应适当选用体积大或耐压高即功率较大的电阻，或将两个电阻串联，以减小它所承受的电压，延长电阻的寿命。

在节能灯中，有时用阻燃性熔断电阻器来代替保险丝。这是一种特殊的绕线电阻，采用低熔点的合金丝绕制在绝缘瓷棒上，产品表面上包封了一层绝缘性能优良、耐高温 300℃、抗电飞弧的阻燃性涂料，在过载熔断时，无任何异常现象。其技术性能应符合 GB9364.3-1997 超小型熔断器的标准要求。熔断电阻有抑制浪涌电流、提高电路功率因数、减少输入电流谐波失真（THD₁）的作用。熔断电阻的熔断特性如表 4-4 所示。

表 4-4 保险电阻的熔断特性

额定功率倍率	电阻范围 (Ω)		
	<2	2~10	>10
	最大熔断时间 (s)		
×12	—	60*	30*
×16	60*	30	15
×25	30	15	7.5

* 熔断特性推荐试验条件。

有关熔断电阻的进一步的资料，可向生产厂家索取。

第二节 电容器（分类、参数、各种电容器简介）

电容器是由两层相互靠近的导体与中间所夹一层不导电的绝缘介质构成的，两个导体构成它的两个电极，用来储存电荷。

电容量 C 表示电容器储存电荷能力的大小，定义为

$$C = \frac{Q}{V}$$

式中： Q ——储存的电荷量，单位为 C（库伦）；

V ——两电极之间的电位差，单位为 V（伏特）；

C ——电容量，单位 F（法拉）。

F 这个单位太大，工程上常用的单位为 μF （微法）， $1\mu\text{F}=1\times 10^{-6}\text{F}$ 、nF（纳法）， $1\text{nF}=1\times 10^{-9}\text{F}$ 、pF（皮法）， $1\text{pF}=1\times 10^{-12}\text{F}$ 。

一、电容器的分类

电容器按所用介质划分有以下几类：纸介电容器、有机介质电容器（聚酯膜电容器 CL、

聚丙烯膜电容器 CBB、聚苯乙烯膜电容器 CB、复合膜即聚酯—聚丙烯膜电容器 CH)、陶瓷电容器及铝电解电容器等。

二、电容器的主要性能参数

电容器的主要性能参数有标称电容量和允许偏差、绝缘电阻和时间参数、抗电强度、电容器的损耗和电容器的温度系数等。

1. 电容器的标称容量和允许偏差

标称容量系指电容器外壳所标出的电容量，而标称容量与实际容量之差为其允许偏差。

2. 电容器的绝缘电阻

电容器的绝缘电阻用来表示电容器的漏电性能，它在数值上等于电容器两端电压除以漏电流的值。品质优良的电容器的漏电电阻都在兆欧级以上。电容器的漏电流随测量时间的增长而慢慢下降，并趋于稳定，待其值稳定后，绝缘电阻才达到其最大值。

大容量的电容器的绝缘质量常用绝缘电阻与电容量的乘积来评价，此乘积称为电容器的时间常数，单位为 $M\Omega \cdot \mu F$ (秒)。时间常数越大，表明此电容的绝缘质量越好。

3. 抗电强度

电容器的抗电强度表示电容器能够承受加在两引出端上的电压而不致击穿的能力。常用其外壳上标明的工作电压来表示，也可以用试验电压来表示。后者一般为前者的 1.5~3 倍。检验电容器的耐压性能时，应按工厂技术条件中规定的试验电压来进行，不可随意提高，否则会使电容器击穿或受到损伤，降低了它们的可靠性。

电容器在低于其标称电压下工作，可以延长电容器的寿命。电容器在脉动电压下使用时，其交流电压的最大值不应超过其直流电压的某个百分数，一般约为其 1/3。直流电压为 630V 的，可以在 200V 左右交流下使用。使用电容器时，应注意查阅厂家产品的技术条件或技术规范。

4. 电容器的损耗

电容器在工作时要消耗一定的能量，并导致其自身发热。电容器的损耗以损耗角正切即 $\tan\delta$ 表示。 $\tan\delta$ 越大，电容器的损耗亦越大。电容器会因损耗过大而发热，造成击穿或爆裂而失效。

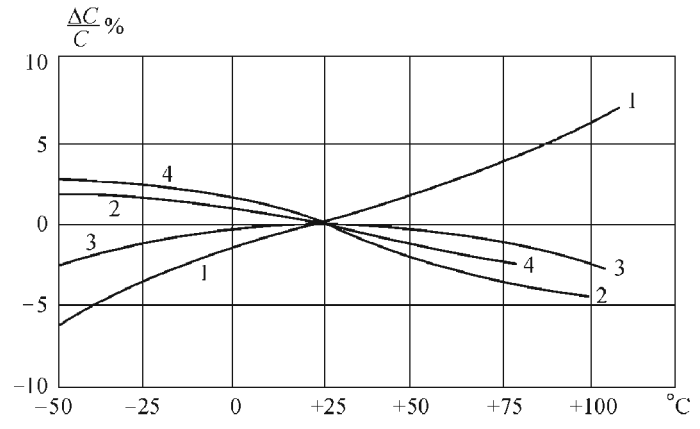
5. 电容器的温度系数

电容器的容量会随温度的变化而变化，当变化较大、稳定性较差时，采用相对变化率 $\Delta C/C$ 来表示电容器的温度系数，即

$$\frac{\Delta C}{C_1} = \frac{C_2 - C_1}{C_1} \times 100\%$$

式中 C_1 为室温 T_1 下的电容量， C_2 为温度 T_2 时的电容量。

图 4-4 为一些反映薄膜电容器的电容量随温度变化的温度系数曲线。



1. 涤纶电容 2. 聚丙烯电容 3. 聚碳酸酯电容 4. 聚苯乙烯电容
图 4-4 薄膜电容器温度系数

三、电容器性能参数的表示方法

1. 标称容量和允许误差

电容器的电容量一般均按国标 GB2471-81 标称容量系列生产，如表 4-5 所示。

表 4-5 电容器的标称容量系列

允许偏差			允许偏差		
E24	E12	E6	E24	E12	E6
±5%	±10%	±20%	±5%	±10%	±20%
1.0	1.0	1.0	3.3	3.3	3.3
1.1			3.6		
1.2	1.2		3.9	3.9	
1.3			4.3		
1.5	1.5	1.5	4.7	4.7	4.7
1.6			5.1		
1.8	1.8		5.6	5.6	
2.0			6.2		
2.2	2.2	2.2	6.8	6.8	6.8
2.4			7.5		
2.7	2.7		8.2	8.2	
3.0			9.1		

表中所列的标称容量可以乘以倍率 10^n ，其中 n 为正整数或负整数。

2. 电容量的表示方法

容量的标示方法可以用字母与数字混合表示

例如：3n3 = 3.3nF = 3300pF

也可以三位数字表示，前两位是有效数字，第3位是10的幂即容量中尾数零的个数，单位是pF。

例如： $102 = 1000\text{pF} = 1\text{nF}$
 $152 = 1500\text{pF} = 1.5\text{nF}$
 $473 = 47000\text{pF} = 47\text{nF} = 0.047\mu\text{F}$

容量的允许偏差表示方法，可以用等级表示方法

等级	0级	I级	II级	III级
允许偏差	$\pm 2\%$	$\pm 5\%$	$\pm 10\%$	$\pm 20\%$

也可以用字母表示之，如对圆片电容

字母	C	D	E
允许偏差	$\pm 0.25\mu\text{F}$	$\pm 0.5\mu\text{F}$	$\pm 1\mu\text{F}$

对一般电容器

字母	J	K	M	N
允许偏差	$\pm 5\%$	$\pm 10\%$	$\pm 20\%$	$\pm 30\%$

对精密电容器

字母	B	C	P	F	A	G	H
允许偏差	$\pm 0.1\%$	$\pm 0.25\%$	$\pm 0.625\%$	$\pm 1\%$	$\pm 1.25\%$	$\pm 2\%$	$\pm 2.5\%$

3. 电容器的耐压表示

电容器的耐压可以直接用数字表示，也可以用字母表示，在字母前所加的数字表示10的幂

字母	0A	0B	0C	0D	0E	0F	0G	0H	0J	0K
耐压	1.0V	1.25V	1.6V	2.0V	2.5V	3.15V	4.0V	5.0V	6.3V	8.6V

例如：

1J 表示耐压 $63\text{V} (6.3 \times 10^1)$
 3A 表示耐压 $1000\text{V} (1.0 \times 10^3)$
 2D 表示耐压 $200\text{V} (2.0 \times 10^2)$

下面给出一种涤纶薄膜电容器在其外壳上的标志及其标志的含义：

CL21	X - B	3n3	J	3A (或 1000V)
涤纶电化容	金属壳型	容量	允许偏差	耐压 1000V

不同厂家对电容器的标志基本是一致的，使用时如有疑问，可直接查阅厂家的产品目录。

四、各类薄膜电容器性能的比较及其应用场合

在电子镇流器和电子节能灯中常用到各种薄膜电容器，它们的性能特点各不相同。表4-6给出一些常用薄膜电容器的性能特点及其应用场合。

表 4-6

薄膜电容器的特点及应用场合

	聚酯薄膜电容器	聚丙烯电容器	复合膜电容器 (聚酯-聚丙烯膜)	聚苯乙烯电容器
符 号	CL	CBB	CH	CB
特 点	1. 工作范围宽 2. 高介电常数 3. 极好的自愈性 4. 电容量/体积比大 5. 容量稳定性好	1. 损耗因子很低 2. 介电吸收很低 3. 绝缘电阻很低 4. 频率特性好 5. 极好的自愈性 6. 容量稳定性很好	1. 温度系数小 2. 损耗低 3. 绝缘电阻高 4. 容量稳定, 随温度变化小	1. 损耗因子很低 2. 介电吸收很低 3. 误差小, 易做精密电容 4. 频率特性好 5. 稳定性极好
应用场合	1. 隔直流电容 2. 旁路电容 3. 去耦电容 4. 低频滤波 5. 节能灯、电子镇流器	1. 振荡电路 2. 开关电源 3. 节能灯、电子镇流器 4. 高 Q 值滤波电路	1. 高稳定电路 2. 计时电路 3. 节能灯、电子镇流器	1. 高 Q 值滤波电路 2. 高稳定电路 3. 振荡电路

五、电磁干扰抑制电容器 (安规电容器)

这类电容器是用来减小或抑制由电气设备产生的电磁干扰的。常用的电容器有 X 类电容器及 Y 类电容器 (分别简称为 X 电容器及 Y 电容器), 并简称为安规电容器。

图 4-5 是 I 类保护设备中接有 X 电容及 Y 电容的射频干扰抑制电路。

X 电容器指应用在因其短路失效不会导致电击危险的部位的那些电容器。在图 4-5 中, C_x 就属于 X 电容器。它接在电网电源两导体之间, 用来减小不对称的差模干扰电压。

Y 电容器预定用在设备的保护措施一旦失效时可能导致电击危险的部位。在图 4-5 中, C_y 就属于 Y 电容器, 它接在带电导体和可触及的设备金属壳 G 之间, 用来减小对称的共模干扰电压。 C_y 一旦失效就有可能导致人受到电击的危险, 所以对它的耐压提出了较高要求。

在图 4-6 所示的 II 类保护设备中, 在金属外壳 G 的外面有一层保护绝缘体, 保护绝缘体能防止机壳与不构成工作电路一部分的导电件相接触。

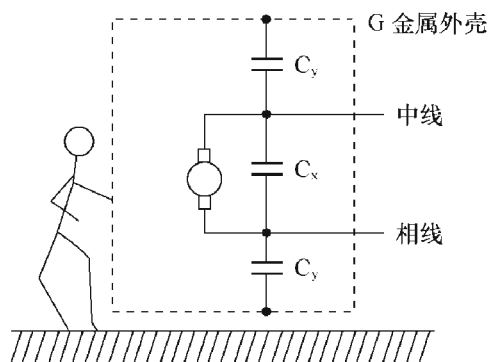


图 4-5 I 类保护设备中接有 X 电容及 Y 电容的射频干扰抑制电路

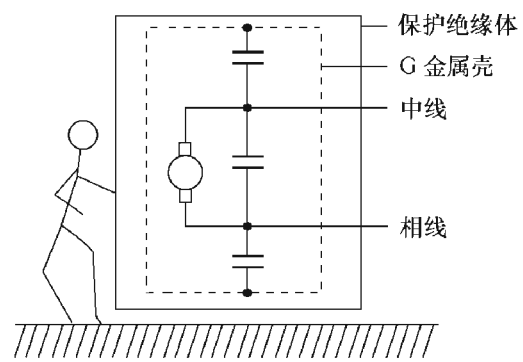


图 4-6 II 类保护设备中接有 X、Y 电容器的射频干扰抑制电容器

针对电容器承受的尖峰电压 (在电源开关过程或断开电感性负载时, 都会出现尖峰电压) 的大小, X 类电容器可分为三个子类, 如表 4-7 所示。

同样, Y 电容器可分为四个子类, 如表 4-8 所示。

在电子镇流器的输入端的 EMI 滤波器中也要用到 X、Y 电容器, 如图 4-7 所示, 应选用相应规格的电容器, 如 X_2 、 Y_2 电容。一般 X 电容器选用薄膜电容器, Y 电容器多用高压

瓷介电容器。

表 4-7 X 电容器的分类

分 类	工作时尖峰电压负载 U_s	用 途	持久试验前所加的脉冲峰值电压
X ₁	<4.0kV	伴有高尖峰电压的应用	4kV, 对 $C \leq 1\mu\text{F}$ 4/ \sqrt{C} kV, 对 $C > 1\mu\text{F}$
X ₂	<2.5kV	普通应用	2.5kV, 对 $C \leq 1\mu\text{F}$ 2.5/ \sqrt{C} kV, 对 $C > 1\mu\text{F}$
X ₃	<1.2kV	普通应用	不要求

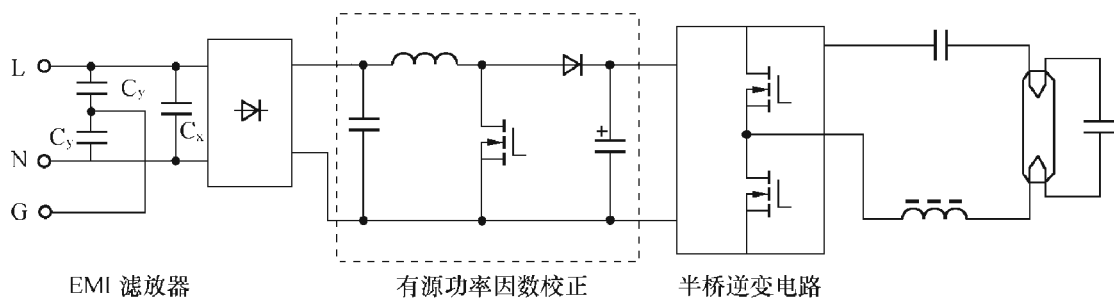


图 4-7 电子镇流器中的 X、Y 电容器

表 4-8 Y 电容器的分类

分 类	绝 缘 型 式	额 定 电 压	持久试验前所加的脉冲峰值电压
Y ₁	双层或加强绝缘	$\leq 250\text{V} \sim$	8kV
Y ₂	基本或补充绝缘	$\geq 150\text{V}, \leq 250\text{V} \sim$	5kV
Y ₃	(同上)	$\geq 150\text{V}, \leq 250\text{V} \sim$	不规定
Y ₄	(同上)	$\leq 150\text{V} \sim$	2.5kV

六、电解电容器

电解电容器是电子镇流器或紧凑型电子节能灯中必不可少的一种电容器，并且它的质量好坏，直接关系到整个电子镇流器或紧凑型电子节能灯的可靠性和寿命，因此必须选用质量好的长寿命、耐高温的电解电容器。

1. 电解电容器的结构

图 4-8 是铝电解电容器的结构图，(a) 表示其组成的各个部分，(b) 是其剖面图。

电解电容器包含有阳极箔及阴极箔，中间为介质纸隔层，作为电绝缘之用，防止两个金属箔短路。三者卷绕在一起呈圆柱形芯子，铝引线附着在阳极箔及阴极箔上，通过浸渍办法将电解液注入其中。在阳极箔上应形成 Al_2O_3 绝缘层，以便与电解液分开，而阴极箔则直接与电解液相接触，构成负极。

卷绕后的芯子装入铝壳内，铝壳外面是一个塑料绝缘套。为了防止电解液干涸，引起电

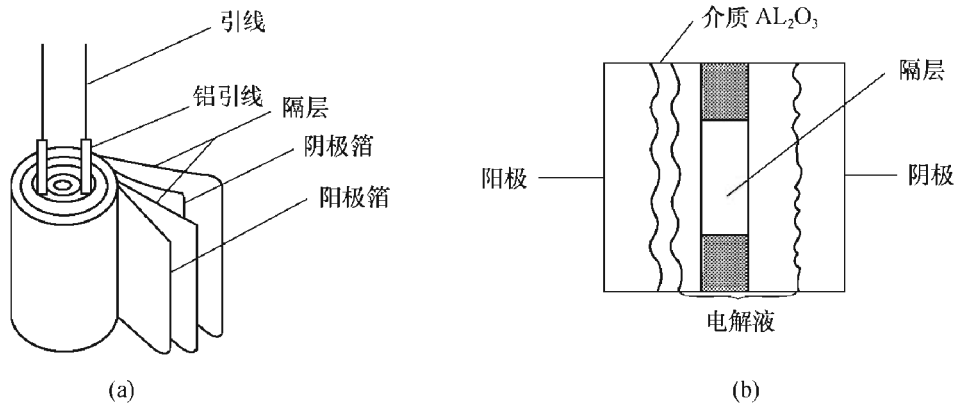


图 4-8 铝电解电容器结构

容器失效，外壳引线部位一般用优质橡皮圈或胶木盖加以密封，金属铝壳上端成型出 Y 形印痕，作为安全孔，在电解电容器发热、内部膨胀时，安全孔会裂开，以防电解电容器爆炸，外壳飞出，引发伤及人身的安全问题。

2. 电解电容器的性能参数

电解电容器的性能指标同一般电容器一样，包括标称电容量、允许偏差、额定电压、漏电流、损耗角正切以及允许的工作温度范围等。此外还有一个不容忽视的参数，即允许的纹波电流，其值愈大愈好。一般设计或制造电子节能灯的工程技术人员往往忽视了这一参数，实在是很不应该的。

以红宝石电解电容器为例，其允许的漏电流值为：

当 $CV \leq 1000$

$$I = 0.1CV + 40\mu\text{A} \quad (\text{加电压 } 1\text{min 后})$$

$$= 0.03CV + 15\mu\text{A} \quad (\text{加电压 } 5\text{min 后})$$

当 $CV > 1000$

$$I = 0.04CV + 100\mu\text{A} \quad (\text{加电压 } 1\text{min 后})$$

$$I = 0.02CV + 25\mu\text{A} \quad (\text{加电压 } 5\text{min 后})$$

式中： C ——标称电容量，以微法 (μF) 计；

V ——额定电压，以伏 (V) 计。

一般在入厂检验时，电解电容器的漏电流指标大都能满足要求。

电解电容器的寿命遵循 Arrhenius 方程，即大约每增加 10°C ，寿命即降低一半，此方程的表达式为

$$L = L_0 \times 2^{\frac{T_0 - T}{10}} \quad (4-1)$$

式中： L ——在工作温度 $T^\circ\text{C}$ 的条件下电容的寿命；

L_0 ——工作在最高温度 $T_0^\circ\text{C}$ 的条件下电容的寿命。

例如，在 105°C 时其寿命为 2000h (小时)，而在 95°C 条件下工作时，其寿命可提高到 4000h。目前已有在 105°C 下寿命为 8000~10000h 的电解电容器应市，在要求高的场合，可以选用这类电解电容器。

表 4-9、4-10 给出了一些电解电容器的尺寸和允许的纹波电流值。

表 4-9 铝电解电容的尺寸及纹波电流值

额定电压 V_{DC} 标称电 容 (μF)	160V (2C)		200V (2D)		250V (2E)	
	尺寸 (mm)	允许纹波电流值 (mA)	尺寸 (mm)	允许纹波电流值 (mA)	尺寸 (mm)	允许纹波电流值 (mA)
10	10×16	250	10×16	250	10×20	280
22	10×20	500	10×20	500	12.5×20	600
33	10×20	500	12.5×20	600	12.5×20	600
47	12.5×20	660	12.5×20	660	12.5×20	720
					16×20	
68	12.5×25	760	12.5×25	760	16×25	920
	16×20		16×20		18×20	

表 4-10 铝电解电容的尺寸及纹波电流值

额定电压 V_{DC} 标称电 容 (μF)	350V (2V)		400V (2G)		450V (2W)	
	尺寸 (mm)	允许纹波电流值 (mA)	尺寸 (mm)	允许纹波电流值 (mA)	尺寸 (mm)	允许纹波电流值 (mA)
6.8	10×16	220	10×16	200	10×20	150
10	10×20	280	10×20	280	12.5×20	320
22	12.5×20	350	12.5×25	430	16×25	560
			16×20		18×20	
33	16×20	500	16×25	640	16×31.5	700
			18×20		18×25	
47	16×25	660	16×31.5	840	18×31.5	880
	18×20		18×25			
68	16×31.5	850	18×31.5	1000		
	18×20					

3. 使用电解电容器时应注意的事项

(1) 电解电容器是有极性的，在电解电容器上不允许加反向电压，也不允许加交流电压。

(2) 工作电压不要超过其额定电压值，如降额使用，可以提高其寿命。

(3) 工作时不允许超过其允许的纹波电流值，如纹波电流过大，其寿命会降低。

(4) 不要过分地充放电，更不能在高频下充电和放电。为防止这一点，可并联薄膜电容器。例如在有源功率因数校正电路的升压电解电容器上应并联一个薄膜电容器。

(5) 工作环境温度不应超过电容器允许的最高温度。

违反以上情况，会使电解电容器过分发热，放出气体、电解液漏出、安全孔开裂、橡皮圈脱落、铝外壳爆炸脱开、提前失效或电路无法正常工作等等。

图 4-9 给出电解电容器的失效类型及产生失效的原因。

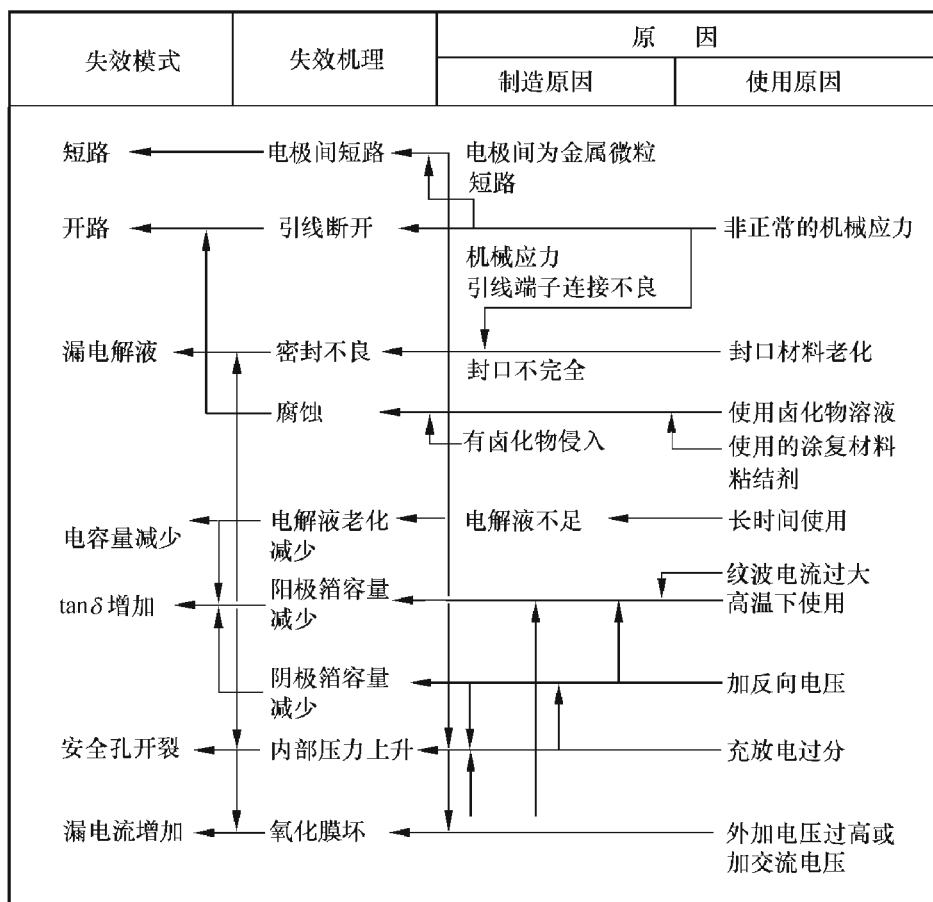


图 4-9 电解电容器失效模式及原因图解

第三节 磁性元件（锰锌铁氧体、性能参数及材料选用）

在电子镇流器中用磁性元件的场合有输入端的 EMI 滤波器电感、有源功率因子校正电路的升压电感、在半桥逆变器中起重要作用的磁环变压器以及起镇流作用电感等。它们所处的地位和所起的作用不同，对磁性元件的特性的要求也不同。所以在本节中我们着重介绍磁性元件的特性和参数，并根据它在电路中的作用，提出一些选择磁性元件的主要依据。

电子镇流器中常用的磁性材料是锰锌材料，本节主要介绍锰锌铁氧体材料的特性和参数。

一、锰锌铁氧体 ($M_N Z_N$ Ferrite) 及其性能参数

铁氧体的种类很多，如镍锌铁氧体、锰锌铁氧体等，前者的初始磁导率较低，工作频率较高，可达 150MHz；后者的初始磁导率较高。在电子镇流器中以应用锰锌铁氧体为多，它的工作频率不高，用锰锌铁氧体足够应用。

锰锌铁氧体是由锰锌铁等氧化物的混合物，经过配方、混合、预烧、粉碎、喷雾造粒、模压成型、高温烧结及研磨加工等多道工序生产出来的。不同用途的铁氧体要选用不同的原

材料，不同材料所烧结出来的铁氧体具有不同的静态特性和动态特性。

磁性元件的特性由其材料特性和形状特征决定。它的特性参数有以下数种。

1. 初始磁导率 (Initial permeability)

在工程上表示磁感应强度 B 随磁场强度 H 变化的曲线，称为基本磁化曲线，如图 4-10 所示，在磁化曲线任何一点的磁感应强度 B 与磁场强度 H 之比称为磁导率 μ

$$\mu = \frac{B}{H}$$

在磁化曲线起始端的斜率称为初始磁导率 μ_i 。

一种磁性材料的初始磁导率可用以下方法测得：

用该材料做成截面积为 A (cm^2) 的圆环，平均直径为 D (cm)，在圆环上均匀分布绕线 N 匝，在 LC 电桥上测出其电感为 L (H)，则可按下式算出其磁导率 μ_i

$$\mu_i = \frac{L}{4\pi N^2} \frac{D}{A} \times 10^9 \quad (4-2)$$

初始磁导率不是固定不变的，它随温度的变化而变化，如图 4-11 所示。

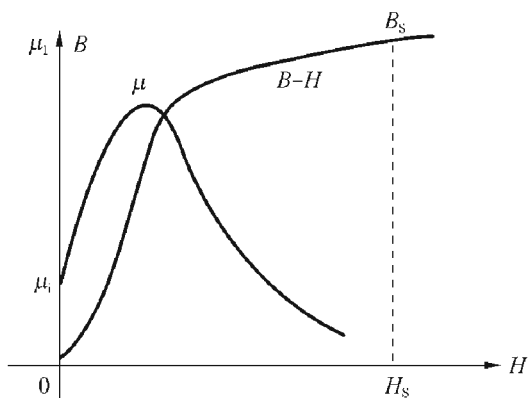


图 4-10 磁化曲线

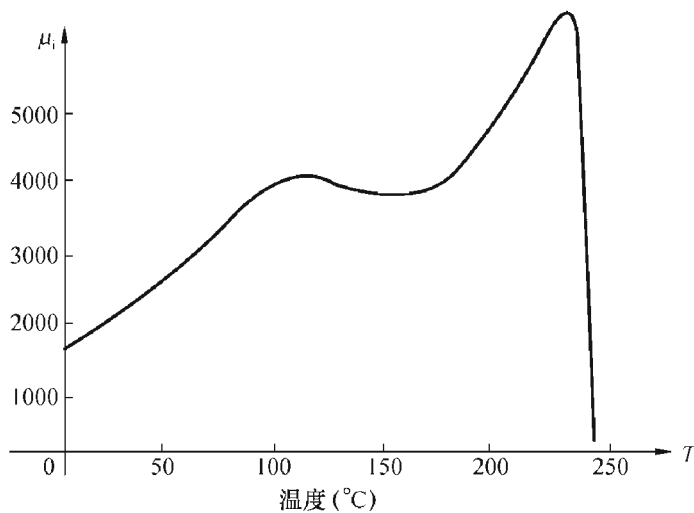


图 4-11 初始磁导率随温度的变化情况

2. 有效磁导率 μ_e (Effective permeability)

在闭合磁路中，磁心各段截面积可能不同，可能还带有气隙，此时有效磁导率 μ_e 可表示为

$$\mu_e = \frac{L}{4\pi N^2} \times 10^{10} \sum \frac{l_i}{A_i} \quad (4-3)$$

式中： L ——装有磁心线圈的自感量 (H)， N ——线圈匝数；

l_i ——具有均匀截面积第 i 部分的磁路长度 (mm)；

A_i ——该部分的截面积 (mm^2)。

在这里定义两个磁心因数 C_1 、 C_2

$$C_1 = \sum \frac{l_i}{A_i} (\text{mm}^{-1}) \quad (4-4)$$

$$C_2 = \sum \frac{l_i}{A_i^2} (\text{mm}^{-3}) \quad (4-5)$$

根据 C_1 、 C_2 可算出整个磁心的有效磁路长度 l_e 、有效截面积 A_e 以及有效体 V_e 的值。

$$l_e = \frac{C_1^2}{C_2} (\text{mm}) \quad (4-6)$$

$$A_e = \frac{C_1}{C_2} (\text{mm}^2) \quad (4-7)$$

$$V_e = \frac{C_1^3}{C_2^2} (\text{mm}^3) \quad (4-8)$$

对于常用的磁心形状，如 E 形、EI 形及 U 形，均可采用这种方法计算其各项参数，在厂家的产品手册中对各种形状、各种尺寸的磁心，则以列表形式给出 l_e 、 A_e 、 V_e 值。

3. 电感因数 (Inductance Factor)

磁心的单匝电感量称为电感因数 A_L ，单位为 $\text{nH}/\text{匝}^2$ ，表达式为

$$A_L = \frac{L}{N^2} \quad (4-9)$$

厂家在其产品手册也会给出每种规格磁心的 A_L 值。

已知某种型号磁心的 A_L 值，要求绕制的磁心线圈的电感量为 L ，可求得所需绕的线圈的匝数 N

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (4-10)$$

例 4-1 已知 EE16 (中心磨气隙 0.8mm) 的 A_L 值为 46.8 $\text{nH}/\text{匝}^2$ ，为绕制 2.8mH 的电感，应绕多少匝数？

解：根据式 (4-10)，代入 L 及 A_L 值，得

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{2.8 \times 10^{-3}}{46.8 \times 10^{-9}}} = 244 (\text{匝})$$

例 4-2 已知某电感采用 EE16 磁心，所绕匝数 N_1 为 305、电感量 L_1 为 4.5mH，今欲绕制的电感为 $L_2 = 3.4\text{mH}$ ，试求出其匝数 N_2

解：由公式 (4-10) 知

$$N_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} \quad N_2 = \sqrt{\frac{L_2}{A_L}}$$

两式相除

$$N_2 = N_1 \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (4-11)$$

代入相应值

$$N_2 = 305 \sqrt{\frac{3.4}{4.5}} = 265 (\text{匝})$$

所以已知磁心的 A_L 值，对于确定电感所应绕的匝数是很有用的。如果磁心的 A_L 值事先并不知道，可以在相应骨架上先绕 100 匝，测得其电感值 L ，便可根据式 (4-9) 求得其 A_L 值。

例 4-3 EE19 磁心中心磨气隙 0.9mm，不知道其 A_L 值，可先绕 100 匝 ($\Phi 0.31$ 漆包线)，测得其电感为 0.50mH，求其 A_L 值，如果要绕制 3.2mH 的电感，应该绕多少匝？

解：(1) 由式 (4-9)，知

$$A_L = \frac{L}{N^2} = \frac{0.50 \times 10^{-3}}{100 \times 100} = 50(\text{nH}/\text{匝}^2)$$

(2) 由此可得

$$N = \frac{L}{A_L} = \sqrt{\frac{3.2 \times 10^{-3}}{50 \times 10^{-9}}} = 0.252 \times 10^3 = 252(\text{匝})$$

一般工厂所给磁心均是未磨气隙的 A_L 值，磨气隙后，可按例 4-3 方法求得 A_L 。

4. 饱和磁通密度 (Saturation Magnetic flux density)

在磁心的磁化曲线中，当磁化电流加大到某一数值后，磁心即饱和，其磁通密度不再增加，如图 4-10 中的 B_s 及 H_s 所示。一旦磁心加工好后，其材料及几何形状已经确定， B_s 便是一个定值，在一定温度范围内 B_s 可看作不变。实际上 B_s 是随温度变化而变化的，即随温度的升高而下降，如图 4-12 所示。以南京金宁公司的磁性材料 JP3 (PC30) 为例，在 25℃ 时， $B_s = 510\text{mT}$ ，而在 100℃ 时， B_s 只有 390 mT。因此，当磁性材料用在一体化节能灯中时，由于工作温度升高，磁心的 B_s 值下降，有可能造成电感线圈饱和，失去镇流作用，从而导致镇流器过热而损坏。

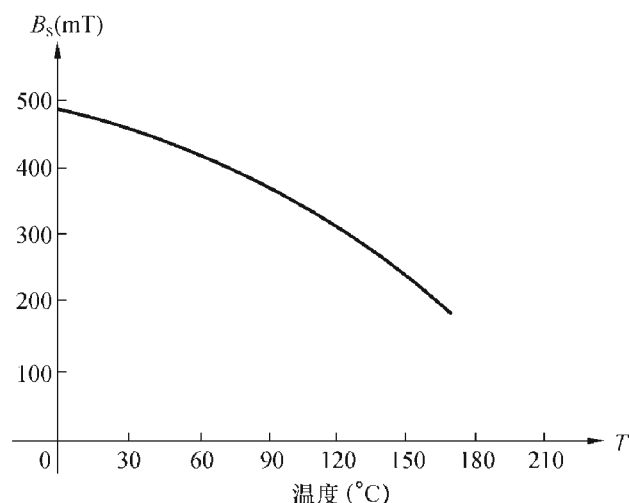


图 4-12 饱和磁通密度随温度变化曲线

5. 居里温度 T_c (Curie Temperature)

居里温度 T_c 是指铁氧体材料由铁磁性或亚铁磁性转变为顺磁状态时的临界温度。

实际测量时把磁导率 μ_i (或 L) 与温度呈函数关系的曲线外推到 μ_i (或 L) = 0 的外推线与温度轴相交点取作居里点。

在图 4-13 磁性材料的电感量与温度关系曲线上，将 A (80% L_m) 与 B (20% L_m) 的外推线与横坐标温度 (T) 轴的交点作为该材料的居里温度。由图知，该材料的居

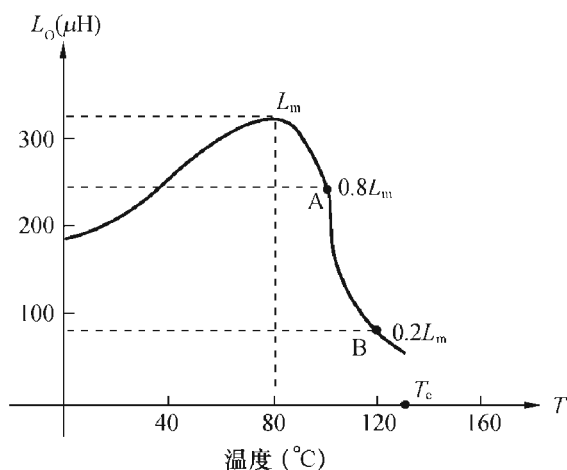


图 4-13 磁性材料的电感 L 随温度变化曲线

里温度 T_c 约为 130°C 。

6. 磁性材料的功率损耗 (Power loss of magnetic material)

带有磁心的线圈，其功率损耗包括线圈电阻的功率损耗（俗称铜耗）和磁心材料的功率损耗（俗称铁耗）。磁心材料的功率损耗包括磁滞损耗和涡流损耗两部分。

磁心中磁感应强度 B 的变化滞后于磁场强度 H 的变化，并呈现出封闭的磁滞回线形状，磁滞损耗的大小与磁滞回线所包围的面积呈正比。

涡流损耗则是由于交变磁通穿过磁心截面时，在与磁力线相垂直的截面内产生环绕交变磁通的交变电流，这个电流称为涡流，涡流亦产生功率损耗。它与磁通变化的频率、磁性材料的电阻大小有关。一般磁心材料的电阻越大，涡流损耗越小。

图 4-14 画出了磁性材料的损耗随温度与频率变化的情况。

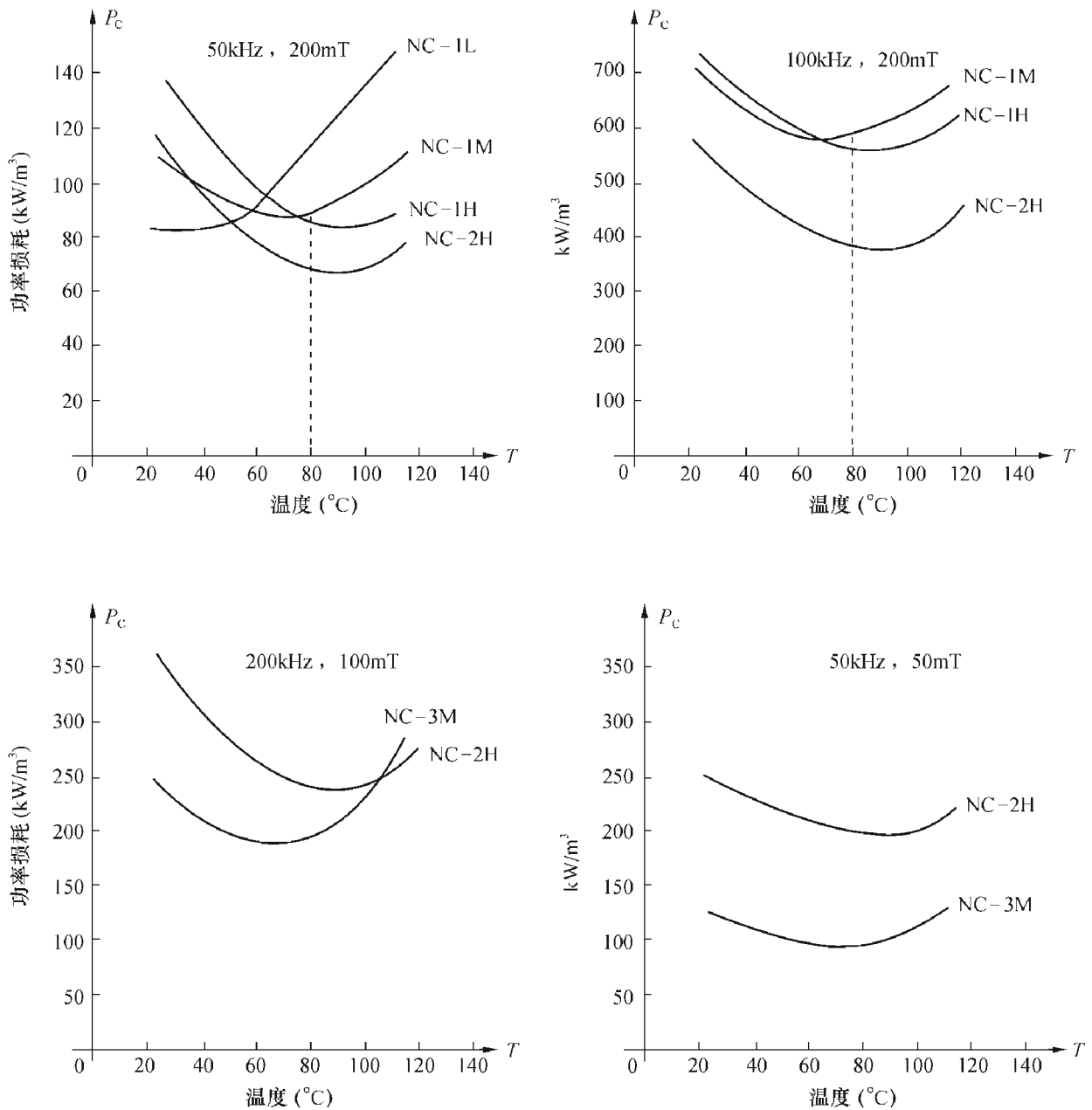


图 4-14 功率损耗随温度变化曲线

由图 4-14 知，对 NC-1M 材料，在 200mT、80°C 相同条件下，当频率由 50kHz 上升到 100kHz 时， P_c 值大约增加了 7.3 倍。可见，镇流器工作频率提高时，其电感损耗亦随之加大。而降低工作频率，有利于减少其功耗。

表 4-11 给出南京金宁公司，表 4-12 给出上海 NICERA 公司的一些磁性材料的特性。

表 4-11 金宁公司的一些磁性材料的特性

材料特性	符 号	单 位	JP2 (R2KD)	JP3 (R2KBD)	JP4 (R2KB1)	JP4A	JP5 (R1.4K)			
初始磁导率	μ_i		3000±25%	2500±25%	2300±25%	2300±25%	1400±25%			
饱和磁通密度	B_s	mT	25°C	480	510	510	510	485		
			100°C		390	390	400			
			A/m	800	1194	1194	1194	1600		
剩磁	B_r	mT	120	117	95		190			
矫顽力	H_c	A/m	16	12	14.3		35			
相对损耗因数	$\tan\delta/\mu_i$	$\times 10^{-6}$				4				
功 率 损 耗	$f=16\text{kHz}$ $B=150\text{mT}$	P_c	kW/m ³	25°C	≤12*					
				60°C	11*					
				80°C						
				100°C	≤12*					
	$f=25\text{kHz}$ $B=200\text{mT}$			25°C		130	120			
				60°C		90	80			
				100°C		100	70			
				$f=100\text{kHz}$ $B=200\text{mT}$	25°C		700	600	650	
	60°C					500	450	500		
	80°C							430		
	100°C					600	410	400		
	$f=500\text{kHz}$ $B=50\text{mT}$			25°C					130	
				60°C					80	
				100°C					80	
				居里温度	T_c	°C	≥200	>230	>215	>235
	电阻率			ρ	$\Omega \cdot \text{m}$	1	10	6.5	3	
密度	d	kg/m ³ × 10 ³	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8			

* 单位为 W/kg

表 4-12 NICERA 公司的一些磁性材料的特性

材料特性	材料		NC-3M	NC-1H	NC-2H	NC-1M	NC-1L	NC-4Y
	单位							
初始导磁率 μ_i			1200±25%	1900±25%	2300±25%	2500±25%	3000±25%	4000±25%
有效饱和磁通密度	23°C	mT	420	520	490	500	480	480
	100°C	mT	340	400	370	350	350	360

续表

材料特性		材料 单位	NC-3M	NC-1H	NC-2H	NC-1M	NC-1L	NC-4Y	
剩磁密度	23℃ mT		130	180	140	135	80	110	
	100℃ mT		100	150	92	95	120	206	
矫顽力	23℃ A/m		33.4	18.3	19.5	18.3	13.5	11.9	
	100℃ A/m		34.2	13.5	8.0	10.3	10.5	12.7	
相对损耗系数 $\tan\delta/\mu_i$		$\times 10^{-6}$	<3	<8	<3	<8	<10	<11	
居里温度		℃	230	250	230	230	210	210	
电阻率		$\Omega \cdot m$	25	3	8	4	3	1	
密度		kg/m^3	4.7×10^6	4.85×10^6	4.80×10^6	4.80×10^6	4.80×10^6	4.80×10^6	
磁心损耗	25kHz 200mT	23℃	kW/m^3		145	120	115	80	80
		60℃			100	80	80	95	120
		100℃			80	65	95	140	186
	100kHz 200mT	23℃	kW/m^3		750	600	730	540	
		60℃			600	430	570	600	
		100℃			570	400	650	850	
		120℃			650	480	770	1000	
	200kHz 100mT	23℃	kW/m^3		250	600			
		60℃			190	430			
		100℃			230	400			
		120℃			300	280			
	500kHz 50mT	23℃	kW/m^3		120	250			
		60℃			100	210			
		100℃			120	220			
		120℃			150	240			

为了说明磁性材料的功率损耗，介绍以下两个指标：

① 损耗角正切 $\tan\delta = (R_{\text{eff}} - R_w) / \omega L$ ，其中 R_{eff} 为包括磁心损耗的总电阻， R_w 为线圈电阻。有时 $\tan\delta$ 用 $\tan\delta/\mu_i$ 代替，称为相对损耗系数。

② 功率损耗密度 P_v 。它是磁性材料单位质量（或单位体积）的损耗，一般在厂家的材料手册中给出磁性材料损耗的质量密度值。

材料的损耗必然导致线圈中磁心发热，从而引起材料参数的变化，在电子镇流器中由于环境温度高，加上磁心发热，在严重的情况下，可能引起电感量减小（如 μ 减小、磁心饱和），流过电感的电流增大，最终导致电子镇流器的可靠性下降，甚至导致电路不能工作。

磁心的发热情况与材料的特性（见图 4-14）、工作频率、线圈中电流的大小与波形、整个电路的电转换效率、工作温度等诸多因素有关。

我们希望作为磁心线圈中的磁心单位体积（质量）的功率损耗要小，而且在工作温度下（例如 80℃）功耗随温度升高呈负温度系数，温度升高，功耗下降。在大功率的电子镇流器中，这一点尤其重要。

7. 磁心的最高安匝数

由于磁心的有效磁导率 μ_c 随通过线圈的电流 I 的变化而变化，因而磁心线圈的电感量也随线圈中电流的变化而变化，并呈非线性关系，如图 4-15 所示。

图中 L_0 为电流为零时的电感量，开始电感随电流的增加而增加，当增加到最大值 L_M 后，又随电流的增加而减小。如果通过线圈的最大工作电流为 I_A ，在该电流（或安匝）下的电感值是 L_A ，按惯例要求

$$\frac{L_A}{L_0} \geq 85\% \quad (4-12)$$

否则，磁心将靠近或进入饱和区。在选择磁心线圈的安匝数时，一定要满足式（4-12）。

由图 4-15 还可以看出，对同一电感 L_B 有两个励磁电流 I_{B1} 、 I_{B2} 。一般选取较小的电流 I_{B1} 要优于 I_{B2} ，因为那样会离最大允许的安匝数远一些。

外形相同但材料不同的磁心，在同一工作电流下的电感量 L_A 及其初始电感量 L_0 均不相同，因而 L_A/L_0 比值亦不同。一般磁心材料的饱和磁通密度 B_s 越高，则其 L_A/L_0 比值越大。

为便于使用者查用不同公司的磁性材料，特在表 4-13 中给出金宁磁业有限公司软磁铁氧体材料牌号与国外其它公司牌号对照表。

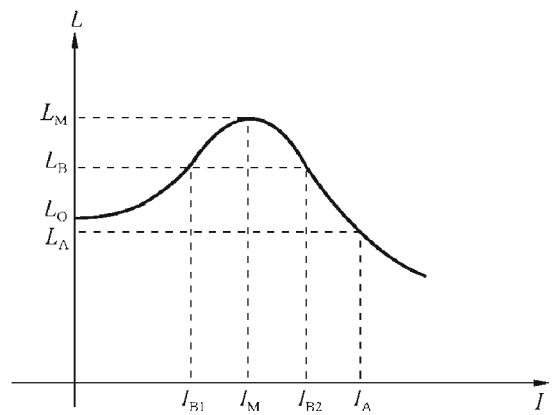


图 4-15 磁心线圈电感随电流 I 的变化

表 4-13 各大公司的磁性材料型号的对照表

金宁公司		TDK	FDK	PHILIPS	NICERA	SAMWHA	AVX/TPC
旧型号	新型号						
R2KBD	JP3	PC30	6H10	3C85	NC-1M	PL-5	131
R2KB1	JP4/JP4A	PC40	6H20	3C90/3C94	NC-2H	PL-7	B2/F1
	JP4B	PC44	6H40	3F3		PL-9	F2
R1.4K	JP5	PC50	2H10	3F35	NC-3M		F4
R5K/R5KA	JH5/JH5A	HS52	2H06	3E4	NC-5Y	SM-50	A4/A5
R7K/R7KA	JH7/JH7A	HB52/HS72	2H07	3E25/3E27	NC-7	SM-70S	A3
R10K	JH10	HC52/HS10	2H10	3E5	NC-10H	SM-100/SM-100S	A2

二、电子镇流器中磁性材料的选用

电子镇流器特别是紧凑型一体化电子节能灯，受灯管热量的烘烤及电路元器件自身损耗的发热，会使灯塑件内温度达 90~100℃，甚至更高，如果将节能灯装于灯筒内，整个热量散发不出

去，灯内磁心和线圈的温度就很高。对磁心材料的选择，必须从各方面因素综合地加以考虑。

1. 有源功率因数校正电路中的升压电感线圈及灯管回路中镇流电感

第一，我们希望所用的磁心的磁导率具有正温度系数，电感量随温度的升高而增加，使节能灯的功率随电感感抗的增加而下降。

第二，磁心的磁导率不宜太高而应适中，如 R2K 或 R2K5 材料。因为磁心磁导率高的材料其居里温度都比较低，例如 R5K 材料的居里温度只有 130~150℃，假如磁心的温升接近于其居里温度，必将导致初始磁导率及电感值急剧下降，引起整灯功率上升，最终使节能灯烧毁。因此，一般要求磁性材料的居里温度远大于灯塑壳内的温度，通常选取磁心材料的居里温度 $T_c > 180^\circ\text{C}$ 。在电子镇流器中，作为线圈的磁心材料都选用 R2K 或 R2K5 的材料。

在制作电感时，磁心应磨有气隙，或在 E 形磁心的两边垫纸或一小段漆包线，磁心尺寸越大，气隙亦应越大，例如 EE13 的中心气隙应大于或等于 0.4mm，EE16 的中心气隙应大于 0.6mm，EE19 的中心气隙应大于或等于 0.8mm。这样，由于气隙的磁阻较大，能保证在 180~200℃ 温度以下，磁心线圈的电感值不会随温度的上升而下降，保持平稳或略有增加，提高整灯的可靠性。此外，增加气隙可以减小磁心的离散性，提高电感的稳定性及一致性。最后增加气隙，还可以达到减小 L_0 值、增加线圈的最高安匝值的目的，从而满足 $L_A/L_0 \geq 0.80 \sim 0.85$ 这一条件。即使温度升高，也能保证磁心不会饱和。

第三，磁心材料的功率损耗密度（单位质量或单位体积内的功率损耗）要小，以使其在工作时磁心本身发出的热量较少。

前面提到，磁心材料的涡流损耗随其电阻率加大而减小，但是电阻率并不是越大越好，因为有的材料虽然电阻率很高，但其居里温度却很低，这种材料也是不能选用的。

第四，要求材料的功率损耗具有负温度系数的温度特性，在正常工作温度下随温度升高，它的功率损耗反而下降，起码不增加，或是增加不多。

至于选用多大尺寸的磁心，应视整灯功率大小而有所不同。一般选用磁心的大小尽量做到铜损、铁损差不多一样大，而且最高安匝数能满足使用上的要求。如果达不到这一要求，可以选用大一号的磁心。在镇流器的空间及成本允许的条件下，则应尽量选用尺寸大的磁心。

在电子镇流器中常常会遇到磁心线圈烧坏使整灯烧坏的现象，如果已经能够排除其它原因，最后归结为线圈烧坏或磁心发热严重由磁心饱和造成的，可以测量一下线圈的铜阻，如其值变小，说明线圈间有短路，应选用绝缘性能好的漆包线，或者选用耐高温的高强度漆包线。如果未发现线圈间有短路现象，则可能是磁心饱和造成的，这时应选用大一号磁心，或加大气隙，重新计算线圈匝数，选用另外的线径的漆包线等。

如须进一步的分析，最好用点温计测量一下磁心及线圈的温度。如果发现磁心温度高于线圈温度则应减小气隙、减少安匝数，或选用较大的磁心尺寸。如果线圈温度高于磁心温度，则应选用较大线径的漆包线，或加大磁心的气隙，并重新计算线圈的匝数。

2. 磁环变压器所用的环形磁心

对于脉冲变压器的磁环，我们要求：第一，它的磁导率应具有负温度系数（在高频下测试），磁导率值随温度的升高而下降。这样，在半桥逆变器上下的两管所得到的驱动电压和电流随温度的升高下降。在第三章中我们已经知道，此时整灯的工作频率会上升，灯电流减小，

灯功率下降。只要镇流器电路元件参数选择得当，就能保证整灯工作可靠，并大大提高整灯的寿命。其次，为使逆变器中上下两管的基极回路中具有对称的电流波形，要求磁环的磁滞回线左右对称，并且近似为矩形，这样线圈中电流波形前后沿较陡，较好地满足晶体管的驱动要求。第三，要求磁环的特性要均匀一致，离散性要小，例如，它们的磁导率、饱和磁感应强度以及它们随温度变化的特性曲线不能相差太多。通常我们用 40kHz 的交变电流测磁环的磁导率或单匝电感量，并且分档使用，这样可以保证整灯的功率均匀，不致过大过小，超出预定的范围。

如前所述，在用磁环变压器作为反馈回路的一个组成环节的半桥逆变器电路中，磁环是一个十分关键的元器件，对它的选用或更换，应持慎重态度，必须经过设计，充分试验，整灯工作稳定可靠，批量试生产取得满意效果以后，才能最后拍板定案。而且磁环的供货渠道最好由工厂直接供应，而不要通过代理商或第三方供货。

3. 对 EMI 滤波器用的差模电感或共模电感所用的磁心

首先，这种电感所选用的磁心材料，最好它的磁导率或它的线圈电感量随温度变化尽可能小。在一定的温度范围内，电感量变化不大，滤波器的滤波特性一直很平稳，满足初始设计的要求，不随温度的变化而有所恶化。它的磁导率也不能随频率的升高而下降，否则滤波特性也会变坏。其次，我们希望磁心的磁导率要大些。在制作电感时，可以少绕一些圈数，减小它的分布电容，有助于改善高频滤波特性。但是磁导率大的材料，它的频率特性一般都很差。

通常共模电感采用 U 形磁心，两路绕组在线圈骨架上是隔开的，以提高其耐压。差模电感多采用 I 形磁心或 E 形磁心（用 E 形磁心当然性能更好一些，但成本较高），功率小一些的整灯甚至可以采用色码电感，一般其电感值最小的仅为数百微亨。

最后，还应当指出，磁性元件在高温烧出炉后一段时间内，它的参数的变化和衰减现象是比较严重的，有一些小企业对进厂的原材料把关不严，加工工艺又控制不好，烧出炉内温度亦不均匀，因此它们产品的离散性较大。产品出炉后，又没有足够的存放时间，或没有经过老化，使产品的参数离散性较大，而且不稳定。因此对磁性材料，特别是磁环，最好在出炉后存储一段时间，如一个月后或经过一定的老化后再进行筛选分档，保证它们的参数已经稳定，退化较小，经过 100% 的筛选分档，就可以保证磁环的磁导率均匀一致，并使整灯功率均匀，光通量能达到一定的范围，满足使用者的质量要求。

由于磁环这种非标准件的零散和不一致性，给节能灯和电子镇流器的大量生产带来很多困难，所以采用自振荡的 IC 驱动芯片取代磁环，应该说是镇流器生产中最好解决方案，也是一种必然趋势。

第四节 保险丝（结构、参数及选用）

保险丝是一种故意设置在电路中对电流敏感的薄弱环节的元件。在电路正常工作时，它对所保护的电路没有影响，它的电阻很小，最好没有电阻，没有功率消耗。在节能灯中保险丝的阻值基本上没有影响，有时故意使用保险电阻，它既作保险丝，又用来抑制电流谐波失真。当电路出现异常、电流过大或电源被短路时，要求保险丝能将电路快速地同电源断开，不致引起其它元件

或电器燃烧，造成火灾，对使用者的财产、人身安全带来严重的不良后果。因此在电子节能灯及电子镇流器中保险丝对保证安全有着举足轻重的作用，在做产品的安全认证（如 UL、CSA、CUL、TUV……）时，一定要采用已获得国际上知名认证机构认可的产品，切不可为小题大做，而冒然采用质次价低的劣质品，更不可在印刷电路板上做一条线宽较细的走线来代替它。那样，一定会给你的产品带来安全隐患，一旦引发火灾，后果将不堪设想。

一、保险丝的形状及熔体结构

保险丝的形状有很多种，视使用场合的不同而不同，如图 4-16 所示。



图 4-16 各种形状的保险丝外形图

最常见的形状为管状，带或不带引线，管内有熔体，如图 4-17 所示。

保险管可以是玻璃管（低分断能力）或陶瓷管（高分断能力），在陶瓷管内有时还填充纯净的颗粒状石英砂以用于灭弧，有的玻璃还可以变色，以指示熔体是否熔断。

节能灯中最常用的保险丝就是图 4-17 所示的那种，有时还需要在玻璃管及引线上加热缩套管与周围元件绝缘，以免金属套管及引线造成与其它元件短路。

不好的保险丝，很容易在受到温度和机械震动的影响，经过整机老化、储存一段时间后，金属帽与玻璃管之间开路，造成整灯不亮。对于这一点，一定要引起注意。

保险丝除管状外，还有形状如晶体管，超小型电阻的微型保险管，为表面安装用的方头超微型及粘着型保险丝，粒状型、薄膜型保险丝，为汽车工业专用的薄片插入式保险丝，螺栓式及报警式保险丝等。

还有一种由正温度系数（PTC）塑料聚合物制成的可恢复式保险丝，它是由非导电的聚合树脂及一种高电导率的碳黑所组成。在正常工作时，碳黑高导体紧密地连结成结晶状，形成一条低电阻的导电通路让电流流过。而在过电流时，碳黑结晶随着温度的增高而分解，聚



图 4-17 管状保险丝外形图

合物的电阻突增，造成开路，切断电流，对电路起到保护的作用。当过电流被解除，PTC 聚合物冷却，碳黑重又组成结晶体，电阻随之降低，电流又可通过。这种保险丝称作自复式或可恢复式保险丝，因为它的电阻是随温度的增加而上升的，故是一种正温度系数的材料。这种保险丝对温度十分敏感，在选择其参数时，必须考虑环境温度对它的影响。

保险管内装有熔丝体，它是一种热敏感元件。低压熔丝有铅锑合金、铅锡合金和铜丝三种，其结构形式有多种：如圆丝、扁丝、单丝、双丝、复合丝、直线状、波浪状、锯齿状及片状等。此外，还有组合式熔体、熔丝缠绕、加锡球或加金属片、电阻等。

根据熔体熔断特性的不同，可以把保险丝分为超快熔断型、快熔断型和慢熔断型（延时型）三类。前两种常用在电阻性负载电路中，保护一些对电流变动特别敏感的元器件。延时型保险丝，一般有附加的热惯性，能承受正常启动时的过载电流。它用在电路状态变化有较大浪涌电流的感性或容性电路中，能经受开机或关机时出现的浪涌脉冲电流的冲击不至熔断，而当电路出现故障或异常现象时，能较快地断开电路，达到保护的目。

对于低功率因数电子节能灯或电子镇流器，交流电源通过整流二极管给电解电容充电。在初次开机时，电解电容上还没有电荷，可以视为短路，此时，交流电源对电容的充电电流是很大的，形成浪涌脉冲电流，比正常值大几倍或十几倍，为几安培或十几安培。电解电容器的容量越大，浪涌电流越大，持续时间也越长，所以在电子节能灯中一般要选用慢断型保险丝。

二、保险丝的性能参数

为了正确而合理地选用保险丝，必须对保险丝各项性能参数有一个大致的了解。

1. 额定电压 U_n

额定电压是指保险丝断开后所能承受的最大电压。保险丝通电时，其两端所承受的电压远远小于其额定电压，因此额定电压基本上无关紧要。在选用保险丝的额定电压时，一般均要求其额定电压等于或大于有效的电路电压。这样 220V 的保险丝显然可以用于 110V/120V/127V 的电路中。在低压直流电子电路中也可以使用交流保险丝。

2. 额定电流 I_n

额定电流是保险丝能长期工作的最大电流值。

假设所保护电路的工作电流为 I_r ，应该选用保险丝的额定电流为 I_n ，则两者间应满足以下条件：

$$I_n = \frac{I_r}{f_0 f_t} \quad (4-13)$$

f_0 为对于不同规范的保险丝的折减率，对 IEC 规范的保险丝可以不加折减率，即 $f_0 = 1$ ，对 UL 规范的保险丝，折减率 $f_0 = 0.75$ 。

f_t 为考虑环境温度后的折减率，环境温度越高，保险丝工作时就越热，寿命也就越短。这里要着重说明的是：环境温度是指环绕熔丝周围的空气温度，不应与室温相混淆。在许多实用场合，熔丝的温度是很高的，因为熔丝是封闭的。不管是 UL 规范，还是 IEC 规范，保险丝的各项要求都是在室温 25℃ 条件下制定的，如果环境温度高于 25℃，就必须考虑加一定的折减率。显然，环境温度不同，保险丝的温度折减率也就不同。在图 4-18 中给出美国力特（Littlefuse）公司提供的不同特性的保险丝在不同温度下的折减率，曲线 A 对应于慢熔断丝，曲线 B 对应于特快熔

断、快熔断保险丝和螺旋式绕制的保险丝，曲线 C 对应于 PTC 塑料聚合物自复式保险丝。因为熔断保险丝采用的熔体材料具有较低的熔化温度，对环境温度比较灵敏，其折减率较大，而聚合物自复式保险丝对温度十分敏感，所以它随温度的折减率最大。

采用折减率后，既能保证所设计的电路安全运行，又能使保险丝长寿命地工作。

例如，某电路正常工作电流为 1A，采用慢熔断型 UL 规范的保险丝，要求该保险丝长期工作于 90℃ 的环境下，则所选用的保险丝的额定电流 I_n 应为

$$I_n = \frac{I_r}{f_0 f_t} = \frac{1A}{0.75 \times f_t}$$

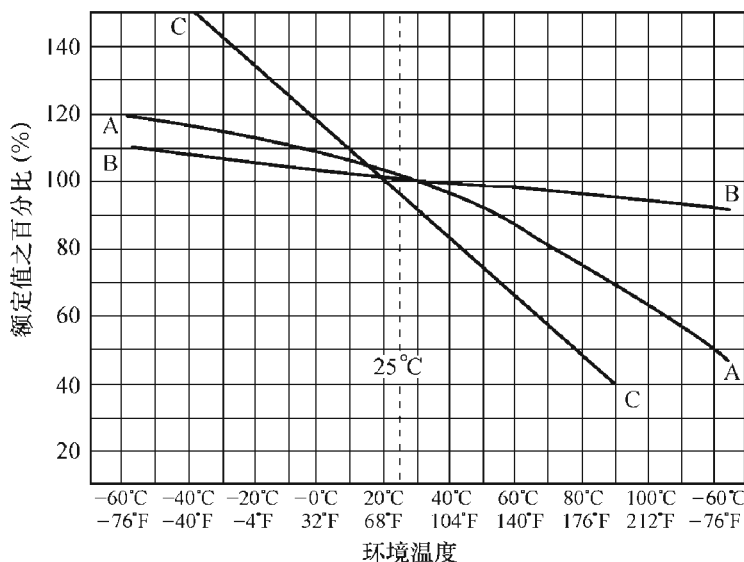


图 4-18 保险丝的温度折减率

由图 4-18 知，对曲线 A 在 90℃ 时，折减率 $f_t = 0.70$

$$I_n = \frac{1}{0.75 \times 0.7} = 1.9A$$

推荐用 2A 的保险丝。

很显然，选用的保险丝额定电流太大，遇到异常情况时，保险丝很难熔断，达不到保险的目的。如选用的保险丝的额定电流太小，在电路开关的瞬变过程中即使未遇到异常情况，保险丝也会熔断。保险丝如长时间在高温下工作，它能够承受的开关次数便会有所降低。在电子节能灯中，我们对保险丝的选择尤应持慎重态度，如果选用的额定电流太小，在开关过程中，会出现保险丝过早熔断情况，给消费者以节能灯存在质量问题的错觉；反之，如果所取额定电流太大，在异常情况下保险丝又不能熔断，就会出现不安全的隐患。最好根据厂家所提供的参数，结合节能灯电路的具体情况，通过批量生产、高温高压老化实验后来确定保险丝的额定电流值，做到既安全又保险。

3. 冷电阻/电压降

一般保险丝的电阻值与其额定电流成反比。在保护电路中要求保险丝的阻值越小越好。保险丝的阻值越小，它损耗的功率也就越小。

保险丝的冷电阻是指在小于额定电流 10% 的条件下测得的电阻值。保险丝的压降是通过直流额定电流使保险丝达到热平衡后所测到的电压读数，因此保险丝的电压降和冷电阻是

可以互相换算的。

小规格的保险丝的冷电阻对低压电路的影响较大，在极端情况下，会使低压电路无法输出所需的工作电流。但是，一般保险丝的额定电流超过 1A 时（丝的直径较粗），其标称冷电阻值是很小的，只有零点零几欧姆，对电路基本上没有影响。特别是对电子节能灯和电子镇流器来说，这个参数是无关紧要的，可以无需考虑。

4. 电流—时间特性

电流—时间特性又称 I-T 特性或安—秒特性。在手册中均以曲线形式给出，或者列表给出曲线上若干关键点，用它来反映保险丝的过载性能或熔断特性。

大家知道，当流过保险丝的电流超过其额定电流时，熔丝的温度会逐渐上升直至最后熔断。时间—电流特性曲线给出了某种规格的保险丝在不同的过载电流下所对应的熔断时间的平均值。同一类型不同规格的保险丝，它们的 I-T 特性具有相似而又不同的形状，如图 4-19 所示。图中给出力特（Liffthfuse）公司 2AG 小玻璃管（ $\Phi 4.5\text{mm} \times 15\text{mm}$ ）快熔断保险丝的平均时间—电流特性曲线。

这个曲线说明保险丝不但具有一定的过载能力，而且当通过超过限量的过载电流时，保险丝又能及时熔断。

不同型号的保险丝，过载能力是不同的。UL 规范的保险丝，最大不熔断电流是 $110\% I_n$ ，IEC 规范的保险丝，最大不熔断电流是 $150\% I_n$ 或 $120\% I_n$ 。UL 规范的保险丝，最小熔断电流在 $130\% I_n$ 左右；IEC 规范的保险丝，最小熔断电流在 $180\% I_n$ 左右。

通常工厂手册中给出保险丝的熔断特性表，来具体规定保险丝在某些测试电流下的熔断时间范围，这是验收保险丝的最主要依据。

UL 规范规定了 $110\% I_n$ 、 $135\% I_n$ 和 $200\% I_n$ 等测试点。IEC 规范规定了 150% （ 120% ） I_n 、 210% （ 200% ） I_n 、 $275\% I_n$ 、 $400\% I_n$ 和 $1000\% I_n$ 等测试点。

以上述 2AG（ $4.5\text{mm} \times 15\text{mm}$ ）快熔断保险丝为例，其熔断特性如表 4-14 所示。

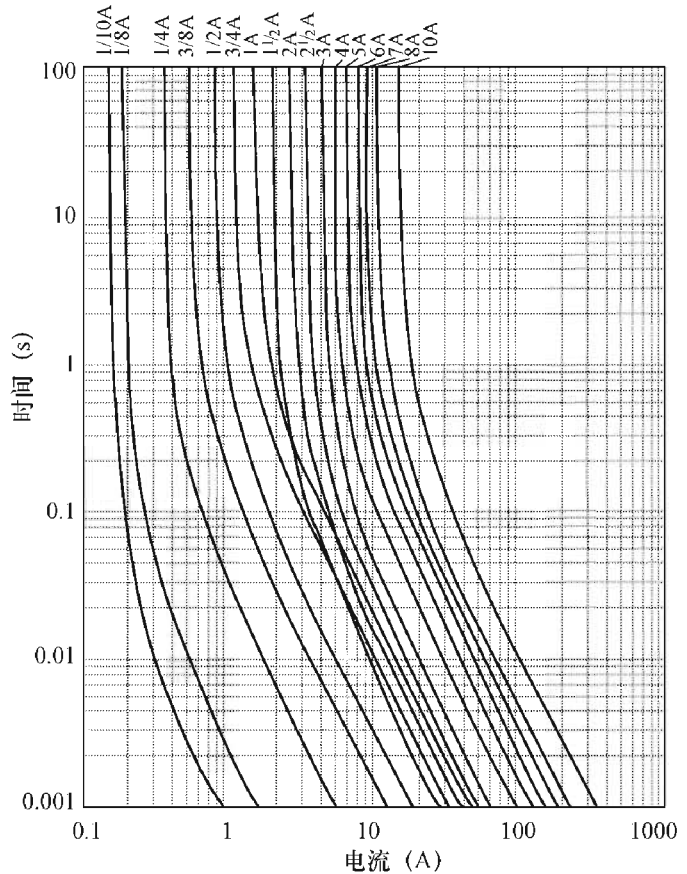


图 4-19 保险丝的熔断特性

表 4-14

熔断特性表

额定电流百分比	断路时间
$110\% I_n$	最小 4h
$135\% I_n$	最大 1h
$200\% I_n$	最大 1s

5. 分断能力

当流经保险丝的电流相当大甚至电路短路时，仍要求保险丝能安全地分断电路而不带来任何破坏性。

保险丝的分断能力取决于保险丝的结构和所用的材质。一般玻璃壳体的保险丝的分断能力较低，而陶瓷壳体的分断能力较强。当过载电流不超过最大分断电流时，保险丝不能出现破碎、爆炸、喷溅以及引起周围人身不安全的情况，或出现使其它元器件燃烧、损坏等现象。

额定分断能力和保险丝的额定电流、负载电压大小直接有关。额定电流越大，分断能力也越大，当负载电压增高时，分断能力将下降。

6. 熔化热能值 I^2t

当被保护电路有容性或感性储能元件时，则电路的接通或断开会在电路内产生浪涌电流（如节能灯的输入整流电路），来自外界的雷电或其它强脉冲干扰，也会有持续时间很短的大电流脉冲注入系统。这种持续时间短（ $t < 10\text{ms}$ ），电流幅度很大的强脉冲对保险丝是有害的，因为电脉冲产生的热量会造成保险丝机械疲劳，从而影响熔丝的寿命甚至提前失效，在这种情况下最好使用延时保险丝。

为了说明保险丝能否承受短时间大电流脉冲的冲击而仍能正常工作的能力，对熔丝提出了熔化热能值 I^2t 这一参数。它是熔丝熔化所需能量的一种度量，读作安培平方秒。对每一种熔丝来说，这个参数是个常量，仅取决于熔丝的材料及其形状，与温度及电压无关。制造厂家对每种熔丝设计都进行过实验测试，以确定其标称的熔化热能 I^2t 值，并且在手册中给出。在选择保险丝时，也要考虑这个参数，下面通过例子来加以说明。

例 4-4 试选用一种特快类保险丝，要求它能承受图 4-20 所示的电流脉冲的 100,000 次冲击，其正常工作电流为 0.75A，环境温度为 25℃。

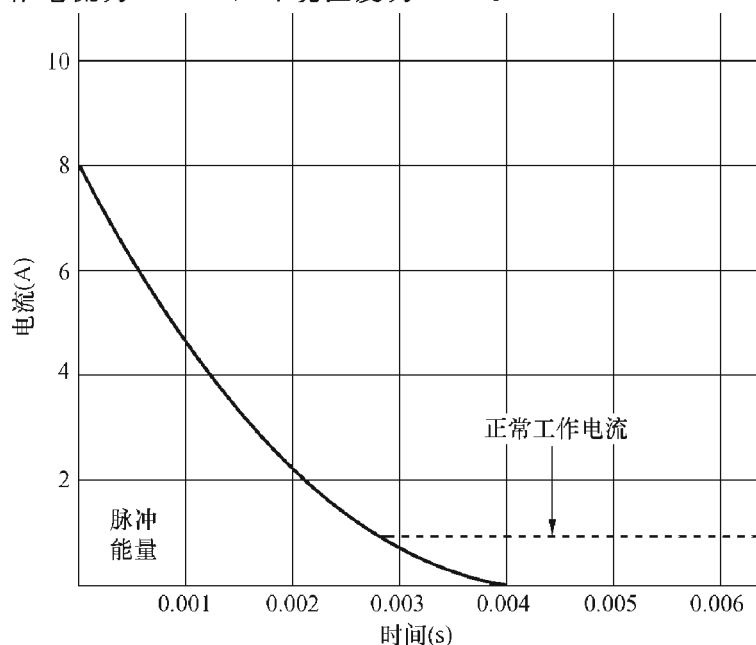


图 4-20 电流脉冲实例

解：(1) 首先要计算所给脉冲波形（图 4-20）的 I^2t

已经知道，典型的脉冲电流 I^2t 值的计算方法存在一些经验公式，图 4-21 给出了脉冲波形及其相对应的计算公式。

本例中脉冲波形与波形 E 相近，按经验公式脉冲的 I^2t

$$I^2t = \frac{1}{5} i_p^2 t = \frac{1}{5} \times 8^2 \times 4 \times 10^{-3} = 0.0512 (\text{A}^2 \text{s})$$

(2) 计算保险丝所要求的 I^2t 值

保险丝所能承受的脉冲循环次数和它实际承受的熔化热能值 I^2t 与本身的标称熔化热能之比有关，实际承受的熔电热能值越小，即比值越小，它能承受的脉冲循环次数越多，在图 4-22 中给出了能承受的脉冲循环次数与比值关系。

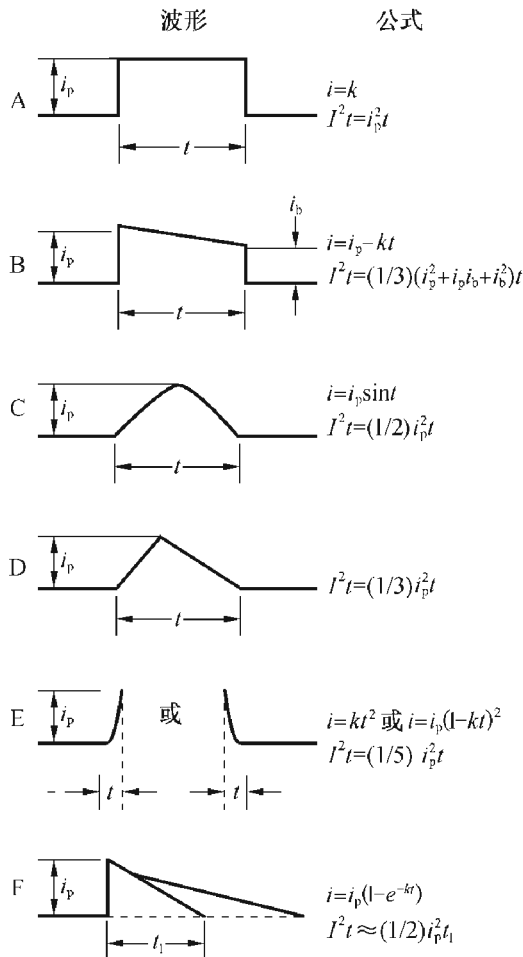


图 4-21 典型脉冲波形及其 I^2t 值的近似计算公式

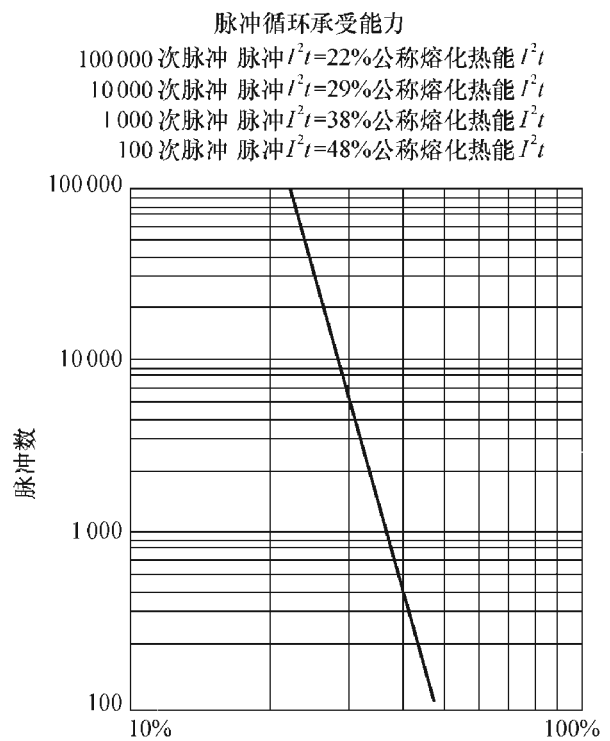


图 4-22 承受脉冲冲击次数与脉冲 I^2t / 保险丝熔化热能 I^2t 比值关系
注：脉冲过程间必须留有足够的时间(10s) 以使前一过程产生的热量能够散失

由图 4-22 可知，要承受 100,000 次脉冲冲击，脉冲的 I^2t 值应为保险丝标称熔化热能值的 22%，即保险丝的标称熔化热能值

$$I^2t = \text{脉冲的} \frac{I^2t}{0.22} = \frac{0.0512 \text{A}^2 \text{s}}{0.22} = 0.233 (\text{A}^2 \text{s})$$

(3) 根据工作电流 $I_r=0.75 \text{A}$ ，环境温度为 25°C ，按公式 (4-13)，选择保险丝的额定电流 I_n 。

$$I_n = \frac{I_r}{f_0 f_t} = \frac{0.75}{0.75 \times 1} = 1 (\text{A})$$

选择一种 125V 特快熔断类保险丝，在 Liffthfuse 公司的产品手册中，其编号为 251001，查得其 $I_n=1A$ ，标称 I^2t 值为 $0.281A^2s$ ，满足步骤 (2) 中所计算出来的 $0.233A^2s$ 值（只要大于或等于该值即可），因此这种选择是合适的。下一个步骤是选择一些样品在实际电路中进行验证，看是否真正能满足所提出的一些要求。

有时在选择保险丝的熔化热能值 I^2t 时还要给一些余量，例如可选择有 3 倍的余量。

另外，我们还要介绍一种在电子节能灯或电子变压器常用到的温度保险丝，它又称为热熔断体 (Thermal Cutoff)，其结构如图 4-23 所示。

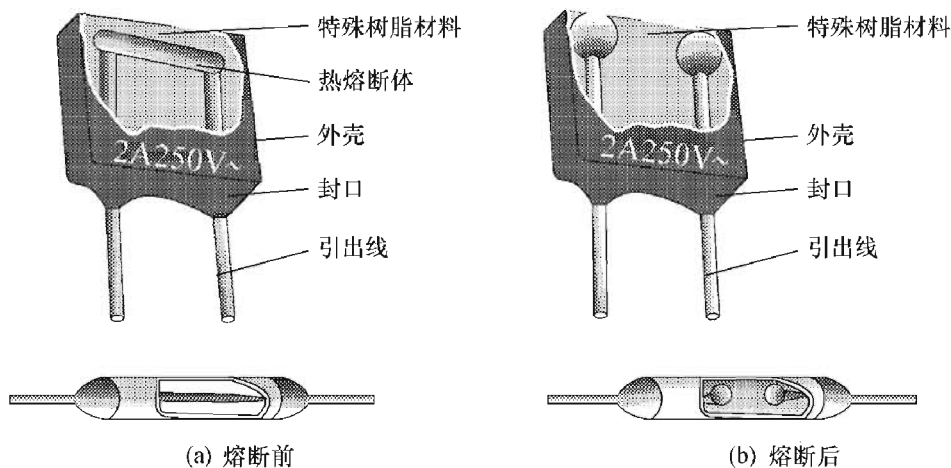


图 4-23 热熔断体的结构图

两条金属引脚的上端连接一段低熔点的合金丝，封装在塑料外壳内并用树脂封口。当温度保险线的周围温度上升到它的动作温度时，其易熔的合金丝熔化，在表面张力及特殊树脂帮助下收缩成球状（如图 4-23 (b) 所示），并附着在两条引脚的末端，这样电路就被永久切断。

每一个温度保险丝都有其额定的电气及温度参数，如额定动作温度 T_F 、保持温度 T_H 、极限温度 T_M 、额定电压及额定电流等。

因为这类保险丝是温度敏感器件，如焊接温度过高、焊接时间过长、引脚过短都会使热量通过引脚传入保险丝内部，使感温元件受损（如受热变脆弱、变细，与引脚连接的可靠性降低）而提早失效。

固定保险丝时，不要施加过大的压力于壳体、封口树脂或引脚上，也不能将其引脚剪得太短，或靠近引脚的根部弯曲，这些都会损坏保险丝，或引起应力集中在引脚上。

第五节 电磁线（类型、参数、线规）

电磁线是指有绝缘层的导线，如在电工及电子设备中所用的安装和装配线，绕制线圈的漆包线等。导线的线芯有圆线、扁线、带及箔等，线材有铜的、铝的，电子镇流器中一般都用绝缘铜线。

一、电磁线的种类

按绝缘层的特点和用途，电磁线又分为漆包线、绕包线以及安装和装配用线三类。

1. 漆包线

漆包线是电磁线中用量很大的一种，要求它的绝缘漆层薄、均匀而光滑，以利于自动化绕制线圈并提高其绕组的占空系数，其耐温等级沿用绝缘材料的耐温等级的划分方法（如表 4-15），从 105℃ 到 200℃ 不等。

常用的漆包圆铜线有以下几种：

(1) 油性漆包线，型号为 Q，耐温等级为 A 级，105℃。其漆膜的 $\tan\delta$ 小、价廉、绝缘层机械强度差、不耐刮、耐溶剂性差。

表 4-15 绝缘材料的耐温等级

耐温等级	Y	A	E	B	F	H	C
极限温度	90℃	105℃	120℃	130℃	155℃	180℃	>180℃

(2) 聚胺酯漆包线，型号为 QA，耐温等级为 B 级，130℃。其特点是无须刮去漆膜，可以直接焊接，又称直焊性漆包线，着色性好，可制成不同颜色的漆包线。这种漆包线常用于电子玩具及收音机中，在节能灯中磁环变压器用来绕制三个绕组，由于采用不同颜色的漆包线，易于辨认其接头，可避免插错。

(3) 高强度聚酯漆包线，型号为 QZ，耐温等级为 B 级，130℃。有薄漆层（QZ-1）及厚漆层（QZ-2）之分，具有优良的耐电压击穿性能，但在潮湿环境下，耐水解性差。绕制后要用绝缘漆浸渍，以利防潮。

改性聚酯漆包线型号为 QZ (G)，耐温等级为 F 级，155℃。

(4) 聚酯亚胺漆包线，型号为 QZY-1、QZY-2，耐温等级为 H 级，180℃。

(5) 聚酯自粘性漆包线，型号为 QZN，耐温等级为 B 级，130℃，在一定温度下能自动粘合成型。

(6) 聚酰亚胺/聚酰胺酰亚胺漆包线，型号为 Q (ZY/XY)，耐温等级 C 级，200℃，耐温度最高。

改性聚酯漆包线的外观及颜色特征与聚酯亚胺漆包线很相似，但两者的价格及耐热特性却相差很大，有的供应商会鱼目混珠，以次充好，镇流器及生产电感的厂家一定要注意，避免上当受骗。

表 4-16 给出各类漆包线的耐温特性及用途、特点。

表 4-16 漆包线的型号及耐温等级

品 种	型 号	耐 温	线径 mm	用途、特点
(1) 油性漆包线	Q	105℃	0.02~2.44	作小型电机变压器绕组用
(2) 聚胺酯漆包线	QA	130℃	0.05~2.44	作电机、变压器及仪表绕组用，不需涂漆层，可着色
(3) 高强度聚酯漆包线 改性聚酯漆包线	QZ QZ (G)	130℃ 155℃	0.05~2.50 0.05~2.50	有热稳定性抗溶剂特点

续表

品 种	型 号	耐 温	线 径 mm	用途、特点
(4) 聚酯亚胺漆包线	QZY-1 QZY-2	180℃	0.05~2.50	耐热冲击，电性能好，适用于频繁起动、高温下的特殊电机的绕组
(5) 聚酯自粘性漆包线	QZN	130℃	0.05~2.50	制造特殊线圈，不需浸渍，加热后即可成型
(6) 聚酰亚胺/聚酰胺酰亚胺漆包线	Q (ZY/XY)	200℃	0.2~1.60	耐高温，适宜于高温下的各种特殊电机、仪表线圈、制冷设备及空调机的压缩机等

应当注意，在由粗的裸铜线拉制细裸铜线时，会有很多铜毛刺留在铜线的表面，虽经退火和多道擦干净处理，但仍有少量毛刺留在铜线表面上。当涂上绝缘漆后，毛刺会使漆包线表面的对应点处漆膜太薄，漆包线导体偏芯，会造成电感线圈局部被高压瞬态击穿，若多次反复瞬态击穿后，绕组局部便出现短路，短路处线圈电流使该处迅速升温，导致表面的绝缘被破坏，又进一步使短路现象扩大，最后，线圈冒烟，严重时甚至会发生火灾。在选择电感供应商时，一定要对方注意这一点，选用合格的漆包线，避免出现上述现象。

2. 绕包线

指用天然丝、玻璃或合成树脂薄膜绕包在导线芯上形成的绝缘线，也有在漆包线上再绕包丝绝缘层的。在节能灯及电子镇流器中一般不会用到绕包线。

3. 安装和装配用线

这种线大多用橡胶或聚氯乙烯作为绝缘层，在电子镇流器中用聚氯乙烯塑料绝缘安装线，其牌号为 AV、AVR，铜心的截面积为 $0.2 \sim 10 \text{mm}^2$ ，在 $0.2 \sim 1.0 \text{mm}^2$ 内可按 $10 \text{A}/\text{mm}^2$ 电流密度来选取合适的截面积的塑料线。

导线的芯线有单根的，也有多股绞合的，多股线比较柔软，不易折断，多用于活动零部件之间的连接。

二、导线的线规

线规是规定导线粗细的一种标准，使用统一的线规可以使产品规格化，方便生产，又使应用者在选用时有所依据。

线规有两种表示方法：线号制和线径制。按导线粗细排列成一定号码的叫线号制，线号越大，导线的线径越细。美国、英国采用线号制，分别称为美国线规 AWG、英国线规 SWG。

线径制是按导线直径大小，用 mm 表示。我国沿用前苏联的做法，采用线径制，称为中国线规。

中国线规是将 1~10 之间数值按等比级数分成 20 级，任何相邻两级线径之比均相等，比值为 $\sqrt[20]{10} = 1.122$ ，每隔 20 级线径就大到 10 倍，每隔 6 级，就大到 1 倍 ($1.122^6 = 2$)；任何两级截面之比为 $1.122^2 = 1.2589$ ，每隔 10 级，面积就大到 10 倍，每隔 3 级，截面积就大到 1 倍。

中国线规共分 48 级，线径从 0.05mm 到 11.2mm，截面积从 0.002mm² 到 100mm²。表 4-17 列出了中国线规及其相对应的美国线规（AWG）及英国线规（SWG）。

表 4-17 我国线规及对应的英美线规

中国线规 (CWG)			英国线规 (SWG)		美国线规 (AWG)		
线径 (mm)	标准截面 (mm ²)	实际截面 (mm ²)	线号	线径 (mm)	线号	线径 (mm)	截面积 (mm ²)
0.05	0.0020	0.001964	48	0.0406	44	0.0502	0.00198
0.056	0.0025	0.002463	47	0.0508	43	0.0564	0.00250
0.063	0.0032	0.003117	46	0.0610	42	0.0633	0.00315
0.071	0.0040	0.003959	15	0.0711	41	0.0711	0.00397
0.080	0.0050	0.005027	44	0.0813	40	0.0787	0.00542
0.090	0.0063	0.006362	43	0.0914	39	0.0889	0.00621
0.100	0.008	0.007854	42	0.102	38	0.1	0.00785
0.112	0.010	0.009849	41	0.112	37	0.113	0.0100
0.125	0.012	0.01228	40	0.122	36	0.127	0.0127
0.140	0.016	0.01539	39	0.132	35	0.143	0.0161
0.160	0.020	0.02011	38	0.152	34	0.160	0.0201
0.180	0.025	0.02545	36	0.193	33	0.180	0.02545
0.200	0.032	0.03143	35	0.213	32	0.202	0.0321
0.224	0.040	0.03941	34	0.234	31	0.227	0.0405
0.250	0.050	0.04909	33	0.254	30	0.255	0.0511
0.280	0.063	0.06158	32	0.274	29	0.286	0.0642
0.315	0.080	0.07794	30	0.315	28	0.321	0.0809
0.355	0.100	0.09898	29	0.345	27	0.631	0.1024
0.400	0.125	0.1257	27	0.417	26	0.405	0.1288
0.450	0.160	0.1590	26	0.457	25	0.455	0.1626
0.500	0.200	0.1964	25	0.508	24	0.511	0.205
0.560	0.250	0.2463	24	0.559	23	0.573	0.258
0.630	0.315	0.3117	23	0.610	22	0.644	0.326
0.710	0.400	0.3959	22	0.712	21	0.723	0.411
0.800	0.500	0.5027	21	0.813	20	0.812	0.518
0.90	0.630	0.6362	20	0.914	19	0.912	0.653
1.00	0.800	0.7854	19	1.016	18	1.024	0.824
1.12	1.00	0.9849	18	1.219	17	1.150	1.039
1.25	1.25	1.228	17	1.442	16	1.291	1.309
1.40	1.60	1.539	16	1.626	15	1.450	1.651

续表

中国线规 (CWG)			英国线规 (SWG)		美国线规 (AWG)		
线径 (mm)	标准截面 (mm ²)	实际截面 (mm ²)	线号	线径 (mm)	线号	线径 (mm)	截面积 (mm ²)
1.60	2.00	2.011	15	1.829	14	1.628	2.08
1.80	2.50	2.545	14	2.032	13	1.828	2.62
2.00	3.15	3.142	13	2.337	12	2.053	3.31
2.24	4.00	3.941	12	2.642	11	2.305	4.17
2.50	5.50	4.909	11	2.946	10	2.588	5.26
2.80	6.30	6.158	10	3.251	9	2.906	6.63
3.15	8.00	7.794	9	3.658	8	3.264	8.37
3.55	10.0	9.896	8	4.064	7	3.665	10.55
4.00	12.5	12.57	7	4.470	6	4.115	13.30
4.50	16.0	15.90	6	4.877	5	4.621	16.77
5.00	20.0	19.64	4	5.89	4	5.189	21.15
5.60	25.0	24.63	3	6.401	3	5.827	26.7
6.30	31.5	31.17	2	7.010	2	6.544	33.6
7.10	40.0	39.59	1/0	8.230	1	7.848	48.4
8.00	50.0	50.27	2/0	8.830	1/0	8.251	53.5
9.00	63.0	63.62	4/0	10.160	2/0	9.266	67.4
10.00	80.0	78.54	5/0	10.970	3/0	10.400	84.9
11.20	100.0	98.49			4/0	11.680	107.2

在英制中导线的线径也用密耳 (mil) 表示, $1\text{mil} = \frac{1}{1000}\text{inch}$ 。导线的截面积用圆毫英寸表示,

它是直径为 1mil (1 毫英寸) 的圆面积 $S = \frac{\pi}{4} \times 10^{-6} \times 25.4^2 \text{mm}^2 = 0.506 \times 10^{-3} \text{mm}^2$ 。

一般导线的直径按电流密度为 $10 \sim 2.5 \text{A/mm}^2$ 选取, 在绕线圈时可按电流密度为 $2.5 \sim 4 \text{A/mm}^2$ 选取线材直径, 而在选用安装用的 AVR 塑料软线时, 可按 10A/mm^2 选取线材直径。例如用 $\Phi 0.31$ QZ 线绕线圈时 (EE19 磁心), 其裸线外径为 0.27mm , 截面积为 0.0573mm^2 , 如电流密度按 $2.5 \sim 4 \text{A/mm}^2$ 计算, 则可通过电流为 $0.143 \sim 0.229 \text{A}$, 用在 3U 24W 节能灯完全是可以的。

又如 24AWG 的电源线, 其截面积为 0.205mm^2 , 按 10A/mm^2 电流密度计算, 可通过 2A 电流。

在计算漆包线的实际截面积时, 应考虑漆包线的绝缘厚度, 一般此厚度在 $0.01 \sim 0.04 \text{mm}$ 。线径细的, 绝缘厚度可取得小一点; 而线径粗的, 则应取得大一点。必要时, 可向供应商索取有关资料。表 4-18 为某供应商提供的漆包线数据, 可供参考。

表 4-18

漆包线数据表

铜导体直径 (mm)		Q (Z Z-1/130QA-1 QZY-1/180 QZ (G) -1/155Y/XY) -1/200		QZ-2/130QA-2QZY-2/180 QZ (G) -2/155Q (ZY/XY) -2/200		铜导体电阻 Ω/m		参考重量 kg/km	
标称	偏差	最小绝 缘厚度 (mm)	漆包线 最大外径 (mm)	最小绝 缘厚度 (mm)	漆包线最 大外径 (mm)	最 小 Min	最 大 Max	QZ-1/130QA-1 QZ (G) -1/155 QZY-1/180 Q (ZY/XY) -1/200	QZ-2/130QA-2 QZ (G) -2/155 QZY-2/180 Q (ZY/XY) -2/200
0.050		0.005	0.060	0.010	0.066	7.922	9.489	0.018	
0.060		0.006	0.072	0.011	0.079	50502	6.590	0.028	0.029
0.070	0.003	0.007	0.083	0.012	0.090	4.087	4.794	0.038	0.039
0.080	0.003	0.007	0.094	0.014	0.101	3.133	3.703	0.049	0.050
0.090	0.003	0.008	0.105	0.015	0.113	2.495	2.900	0.062	0.063
0.100	0.003	0.008	0.117	0.016	0.125	2.034	2.333	0.075	0.076
0.110	0.003	0.009	0.128	0.017	0.137	1.690	1.917	0.091	0.092
0.120	0.003	0.010	0.139	0.019	0.149	1.426	1.604	0.107	0.108
0.130	0.003	0.011	0.150	0.021	0.161	1.220	1.361	0.125	0.126
0.140	0.003	0.011	0.160	0.021	0.171	1.055	1.170	0.145	0.146
0.150	0.003	0.012	0.171	0.023	0.182	0.9219	1.016	0.166	0.167
0.160	0.003	0.012	0.182	0.023	0.194	0.8122	0.8906	0.188	0.189
0.170	0.003	0.013	0.194	0.025	0.205	0.7210	0.7871	0.212	0.213
0.180	0.003	0.013	0.204	0.025	0.217	0.6444	0.7007	0.237	0.238
0.190	0.003	0.014	0.216	0.027	0.228	0.5794	0.6278	0.263	0.264
0.200	0.003	0.014	0.226	0.027	0.239	0.5237	0.5657	0.290	0.292
0.210	0.003	0.015	0.238	0.029	0.252	0.4757	0.5123	0.320	0.322
0.230	0.003	0.017	0.261	0.032	0.277	0.3975	0.4260	0.383	0.385
0.250	0.004	0.017	0.281	0.032	0.297	0.3345	0.3628	0.452	0.454
0.270	0.004	0.018	0.302	0.033	0.319	0.2874	0.3103	0.526	0.528
0.290	0.004	0.019	0.324	0.035	0.342	0.2497	0.2684	0.605	0.608
0.310	0.004	0.019	0.344	0.035	0.362	0.2189	0.2344	0.690	0.693
0.330	0.004	0.020	0.367	0.038	0.386	0.1934	0.2066	0.780	0.784
0.350	0.004	0.020	0.387	0.038	0.406	0.1722	0.1834	0.876	0.884
0.380	0.005	0.021	0.419	0.040	0.439	0.1456	0.1561	1.030	1.040
0.400	0.005	0.021	0.439	0.040	0.459	0.1316	0.1407	1.165	1.175
0.420	0.005	0.022	0.461	0.042	0.483	0.1195	0.1275	1.290	1.310
0.450	0.005	0.022	0.491	0.042	0.513	0.1024	0.1109	1.415	1.445
0.500	0.005	0.024	0.544	0.045	0.566	0.08462	0.08959	1.834	1.865
0.530	0.006	0.025	0.576	0.047	0.600	0.07540	0.07965	2.010	2.040

续表

铜导体直径 (mm)		Q (Z Z-1/130QA-1 QZY-1/180 QZ (G) -1/155Y/XY) -1/200		QZ-2/130QA-2QZY-2/180 QZ (G) -2/155Q (ZY/XY) -2/200		铜导体电阻 Ω/m		参考重量 kg/km	
标称	偏差	最小绝 缘厚度 (mm)	漆包线 最大外径 (mm)	最小绝 缘厚度 (mm)	漆包线最 大外径 (mm)	最 小 Min	最 大 Max	QZ-1/130QA-1 QZ (G) -1/155 QZY-1/180 Q (ZY/XY) -1/200	QZ-2/130QA-2 QZ (G) -2/155 QZY-2/180 Q (ZY/XY) -2/200
0.560	0.006	0.025	0.606	0.047	0.630	0.06736	0.07153	2.269	2.275
0.600	0.006	0.027	0.649	0.050	0.674	0.05876	0.06222	2.581	2.589
0.630	0.006	0.027	0.679	0.050	0.704	0.05335	0.05638	2.813	2.822
0.670	0.007	0.028	0.722	0.053	0.749	0.04722	0.04979	3.199	3.219
0.710	0.007	0.028	0.762	0.053	0.789	0.04198	0.04442	3.575	3.616
0.750	0.008	0.030	0.805	0.056	0.834	0.03756	0.03987	3.998	4.114
0.770	0.008	0.030	0.825	0.056	0.854	0.03565	0.03781	4.220	4.250
0.800	0.008	0.030	0.855	0.056	0.884	0.03305	0.03500	4.560	4.610
0.830	0.008	0.032	0.889	0.60	0.919	0.03073	0.03249	4.890	4.9201
0.850	0.009	0.032	0.909	0.060	0.939	0.02925	0.03104	5.185	50235
0.900	0.009	0.032	0.959	0.060	0.989	0.02612	0.02765	5.865	5.936
0.930	0.010	0.034	0.992	0.063	1.024	0.02448	0.02588	6.150	6.160
0.950	0.010	0.034	1.012	0.063	1.044	0.02342	0.02484	6.711	6.764
1.000	0.010	0.034	1.062	0.063	1.094	0.02116	0.02240	7.156	7.240
1.060	0.011	0.034	1.124	0.065	1.157	0.01881	0.01995	8.245	8.505
1.120	0.011	0.034	1.184	0.065	1.217	0.01687	0.01785	8.910	8.940
1.180	0.012	0.035	1.246	0.067	1.279	0.01519	0.01609	9.782	9.890
1.250	0.013	0.035	1.316	0.067	1.349	0.01353	0.01435	11.10	11.20
1.300	0.013	0.036	1.368	0.069	1.402	0.01252	0.01325	12.00	12.10
1.320	0.013	0.036	1.388	0.069	1.422	0.01214	0.01285	12.40	12.50
1.350	0.014	0.036	1.418	0.069	1.452	0.01160	0.01230	12.90	13.00
1.400	0.014	0.036	1.468	0.069	1.502	0.01079	0.01143	13.90	14.00
1.450	0.015	0.038	1.520	0.071	1.556	0.01006	0.01066	14.90	15.00
1.500	0.015	0.038	1.570	0.071	1.606	.009402	.009955	15.99	16.10
1.560	0.016	0.038	1.630	0.071	1.666	.008689	.009208	17.26	17.35
1.600	0.016	0.038	1.670	0.071	1.706	.008264	.008749	18.04	18.12
1.700	0.017	0.039	1.772	0.073	1.809	.007320	.007750	20.37	20.46
1.800	0.018	0.039	1.872	0.073	1.909	.006529	.006913	22.81	22.91
1.900	0.019	0.040	1.974	0.075	2.012	.005860	.006204	25.40	25.50
2.000	0.020	0.040	2.074	0.075	2.112	.005289	.005600	28.20	28.21
2.120	0.021	0.041	2.196	0.075	2.235	.004708	.004983	31.40	31.52

续表

铜导体直径 (mm)		Q (Z Z-1/130QA-1 QZY-1/180 QZ (G) -1/155Y/XY) -1/200		QZ-2/130QA-2QZY-2/180 QZ (G) -2/155Q (ZY/XY) -2/200		铜导体电阻 Ω/m		参考重量 kg/km	
标称	偏差	最小绝 缘厚度 (mm)	漆包线 最大外径 (mm)	最小绝 缘厚度 (mm)	漆包线最 大外径 (mm)	最小 Min	最大 Max	QZ-1/130QA-1 QZ (G) -1/155 QZY-1/180 Q (ZY/XY) -1/200	QZ-2/130QA-2 QZ (G) -2/155 QZY-2/180 Q (ZY/XY) -2/200
2.240	0.022	0.041	2.316	0.077	2.355	.004218	.004462	36.00	36.13
2.360	0.024	0.042	2.438	0.079	2.478	.003797	.004923	41.23	41.35
2.500	0.025	0.042	2.578	0.079	2.618	.003385	.003584	44.51	44.63

三、趋肤效应对线径选择的影响

在电磁学中当交变的高频电流通过导线时，电流并非均匀分布，而是趋向导体的外表面，只在靠近导体表面一定深度内流过，电流的频率越高，这种现象越严重，这就是趋肤效应。由于这一效应，导体有效截面积减小了。我们称有电流流过的表层厚度为穿透深度。

计算穿透深度 δ 的公式为

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\gamma}} \quad (4-14)$$

式中： $\omega=2\pi f$ 角频率；

γ ：电导率，铜导线的电导率 $\gamma=58 \times 10^6 \Omega/m$ ；

μ ：铜的磁导率， $\mu=\mu_0=4\pi \times 10^{-7} H/m$ 。

根据式 (4-14) 可算出不同频率下的穿透深度。

$$f=20\text{kHz}, \delta=0.463\text{mm}$$

$$f=30\text{kHz}, \delta=0.382\text{mm}$$

$$f=40\text{kHz}, \delta=0.331\text{mm}$$

$$f=50\text{kHz}, \delta=0.296\text{mm}$$

为了充分利用导线截面积，穿透深度应是导线直径的两倍。如电流太大，要求导线较粗不能满足这一要求时，则应选用直径细的导线，采用多股线并绕的办法。

第六节 印制电路板

电子镇流器或电子节能灯的印制电路板是由覆铜箔层压板制造的，本节介绍有关印制电路板的有关知识，以便在设计印制电路板、选择覆铜板材时有所依据。

一、有关印制电路板的一些术语

1. 印制电路

在绝缘基材上，按预定设计形成的印制元件（如印制开关、编码器）或印制线路以及两

者结合的导电图形称为印制电路。

2. 印制线路

在绝缘基材上形成的用作元器件之间电气连接的导电图形称为印制线路。

3. 印制电路板

印制电路或印制线路的成品板称为印制电路板或印制线路板 (Printed Circuit Board PCB)。

众所周知,印制电路板是用基板材料制成的,基板材料分为单面、双面 PCB 用基板材料,多层板用基板材料(内芯为薄型覆铜板和半固化片),以及积层法多层板用基板材料三大类。在电子镇流器或电子节能灯中为了降低生产成本,主要采用单面或双面 PCB 的基板材料。

覆铜板乃是以纸或玻纤布作为增强材料,再浸以树脂作为粘合材料形成基板,并在其一面或两面覆以铜箔经热压而成的一种板状材料,通常称为覆铜箔层压板 (Copper Clad Laminate CCL),简称为覆铜板。

目前,印制电路板 (PCB) 大多采用减成法制成,即在覆铜板上有选择地进行通孔加工、金属电镀、蚀刻等加工工艺,以得到所需要的单面或双面印制电路。

二、常规的 PCB 基板材料

常规的 PCB 基板材料按所使用的增强材料主要有:纸基覆铜板、玻纤布基覆铜板及复合基覆铜板三种,另外还有其它用特殊增强材料构成的覆铜板。基板材料所用的粘合材料,一般为绝缘树脂,主要有:酚醛树脂、环氧树脂、聚酰亚胺树脂、聚酯树脂及聚四氟乙烯树脂等。因此,常用的覆铜板有:

纸基板: 纸·酚醛覆铜板 (FR-1、FR-2、XPC、XXXPC)

纸·环氧覆铜板 (FR-3)

纸·聚酯覆铜板

玻纤布基板: 玻纤布·环氧覆铜板 (FR-4、G10)

玻纤布·耐高温环氧覆铜板 (FR-5、G11)

玻纤布·聚酰亚胺覆铜板

玻纤布·聚四氟乙烯覆铜板

复合基板:这种覆铜板的绝缘基材的表面层和芯层采用了两种不同的增强材料,因此它具有两种基板的优点,而价格较便宜。

环氧树脂类:纸(芯)玻纤布(面)环氧覆铜板 (CEM-1)

玻纤纸(芯)玻纤布(面)环氧覆铜板 (CEM-3)

聚酯树脂类:玻纤纸(芯)玻纤布(面)聚酯覆铜板 (CRM-7、CRM-8)

在电子节能灯及电子镇流器中,为了降低成本,大多采用酚醛纸基覆铜板,偶尔也采用环氧纸基覆铜板,或复合基板覆铜板 [环氧树脂类:纸(芯)玻纤布(面)],很少采用环氧玻纤布基覆铜板。

下面对三类常规的覆铜板性能作一些简单介绍:

1. 酚醛纸基覆铜板

它是以前醛树脂为粘合剂、纤维纸（以木浆纤维纸为主，也有个别用棉浆纤维纸）为基板的电工绝缘纸层压板，颜色一般为棕色，不透明。它的特点是成本低，价格便宜，相对密度小，可以进行冲孔加工。在冲切性能上分两类：热冲型的在温度大于 60℃ 时具有良好的冲切性能，冷冲型的在 20~60℃ 时冲切性能良好。它的耐温性和耐潮性都比较差。由于它的冲切加工性能好，并且价格低廉，所以在节能灯中用得最多。考虑到安全，一般采用阻燃型的。

基板材料的阻燃特性，按 UL 标准共分四级：UL-94 V0 级、UL-94 V1 级、UL-94 V2 级以及 UL-HB 级。其中，UL-94 V0 级阻燃特性最佳，而 UL-HB 级是不阻燃的。

电子节能灯和电子镇流器用的 PCB 材料，一定用 UL-94 V0 级阻燃型酚醛纸基板，它的粘合材料酚醛树脂中添加了阻燃剂，这类覆铜板上均有红色字符标记，否则就不是阻燃型酚醛纸基板。

此外还有环氧纸基覆铜板，它的粘合剂是环氧树脂。环氧树脂的粘结能力强，收缩率小、稳定性高、耐热性及耐冷热变化性能好，可在 -50~120℃ 条件下使用，防潮防渗性能好，但其价格比酚醛纸基覆铜板要贵。

2. 环氧玻纤布基覆铜板

它的粘合剂是环氧树脂，增强材料是玻纤布，阻燃的覆铜板用添加有阻燃剂的环氧树脂作粘合剂。它的尺寸稳定性、抗冲击性及耐湿性比酚醛纸基覆铜板要高。它的电气性能优良，工作温度较高，在 260℃ 的熔融焊料中也不会分层、起泡。本身性能受环境温度影响小，如受潮湿的影响较小；在加工性上，要比其它树脂的玻纤布基覆铜板好，而比酚醛纸基覆铜板差。它主要用于工作温度较高、工作频率也较高的电子设备中。

3. 复合基覆铜板

它在机械性和制造成本上介于环氧玻纤布基覆铜板和酚醛纸基覆铜板之间，它可以冲孔加工，也适合于钻孔加工。板的尺寸精度和稳定性已优于一般的 FR-4 产品。

此外还有聚四氟乙烯玻纤布基覆铜板，它具有优良的电性能和化学稳定性，它的工作温度范围宽（-180~260℃）、介电常数低、介质损耗小，但其价格贵，一般不用于节能灯或电子镇流器中，是高频微波印制电路板的理想材料。

作为印刷电路板的铜箔应该纯度高，不得低于 99.5%，美国军用标准要求铜箔纯度为 99.8%，纯度愈高，导电性能愈好。

铜箔厚度视印刷电路的设计要求来选择。如制造细导线，精度高的印制导线图形，要求铜箔厚度要薄一些。电子节能灯和电子镇流器的导线图形并不复杂，但承载的电流较大，一般选用厚度为 35μm 或 70μm 的铜板，覆铜板铜箔的厚度也可以用单位面积的重量来标识，如 1 盎司（305g/m² ± 10%）的铜箔厚度为 35μm，2 盎司（610g/m² ± 10%）的铜箔厚度为 70μm。

如果部分导线承载电流较大，可以在作线路板设计时让导线不加绿油，这样在波峰焊时，通过沾锡加大走线的厚度。

印刷板的厚度主要考虑它能否承受所装元件和器件的重量，一般 1.5mm 厚的印刷电路板在节能灯及镇流器中用得最多，如果要支撑较重的带磁心的电感线圈而 PCB 板的尺寸又较大，例如大功率电子镇流器所用的覆铜板，就可以选用 2mm 厚的覆铜板。

三、印制电路板板图的设计

在设计印制电路板时，应遵循以下原则：

1. 几何图形与实物要吻合

设计完成后所反映出来的元件几何图形与实物大小相吻合，预留的位置能够放下实际的元器件，连线关系与电路图电气的要求一致，不能有错线、漏线，以免在试样或大量生产中带来不必要的麻烦。

2. 元件布置要合理

(1) 凡体积大、高度较高的元件不要放在自镇流荧光灯印刷板的周边，这是因为自镇流荧光灯的塑料外壳大多呈圆锥形，周边的空间高度较小，在上下塑件扣合时，高度高的元件容易受上盖的挤压，使铜皮走线断裂，造成灯早期失效。

(2) 发热元件应远离耐温差的元件，设计时，有的将电解电容器尽量抬高，远离电感线圈，深入到灯头中，以免电解电容器受电感温升的影响，而降低其寿命。

(3) 元器件的布置要满足电路工程的要求，如电源地线的宽度，信号地单端接地，以及尽可能满足电磁兼容（EMC）这样一类的问题。

(4) 要保证元器件在 PCB 板上便于安装、贴放及焊接，不仅位置准确而且要留有一些余量。

3. 元件的过孔要与元件引线的直径相匹配

(1) 过孔太大或太小都不好，太大，元件在印制电路板上容易松动，在过波峰焊时容易造成元件东倒西歪，加大补焊、整形的工作量；过孔太小，插件不方便，长时间工作时，会使操作工人容易疲劳，影响工效。过孔孔径与元件引线之间间隙最大不得超过 0.20mm。

(2) 元件引脚的脚距应与安装孔的间距相一致，以便于插件。考虑到元件的引脚间距随选用的元件型号或供货厂家不同而有所变动，可以考虑多加一个焊盘与过孔。

4. 元件的排列与走线的安排

(1) 应尽量使每一条走线短一些，特别是三极管的基极和高频回路等更应这样。走线短，又不绕圈子，就可以使走线宽度大一些。由于印制电路板的尺寸有限，走线长、又绕圈子，势必会减少线与线之间的距离，使两线之间耐压降低，同时线条也不得不变细，承载电流的能力减弱。

(2) 印制导线拐弯一般应成圆形，而不要形成直角和尖角，那样在高频电路和布线密度高的情况下会影响电气性能。走线要避免连成锐角，也不要连成一大片，出现大面积的铜箔。因为有大面积铜箔的印制电路板在浸焊或长时间受热时，铜箔与基板间的粘合剂所产生的挥发性气体无法排除，热量不易散发，以致造成铜箔脱离基板。图 4-24 给出了合理和不

合理的走线类型的举例，在用 PROTEL 绘图软件绘图时，要避免出现图中右边那一类不该出现的错误。

(3) 对高低电平悬殊的信号线在平行走线时应尽可能短，并且要加大两者之间的间距。

(4) 公共地线应尽可能布设在印制电路板的边缘部分，并尽可能多地保留铜箔做地线，这样的屏蔽效果会好一些。

(5) 印制导线在不影响电气性能的基础上，应尽量避免采用大面积铜箔。如果要用大面积铜箔时，应局部开一些窗口。

(6) 适当采用尽可能大一些的焊盘及线条，以承受较大的电流，并且线条间距要尽可能疏密均匀一致，但如其中两线之间的电位差较小就可以适当地单独减小两者的间距。如为双面板，两面导线的走线宜互相垂直、斜交或弯曲走线，避免相互平行，以减小其间的寄生耦合。

5. 孔径准确

电感线圈固定脚的安装孔，大功率开关管的引脚及其散热片的固定脚的孔径和位置应该十分准确，焊盘也要足够大，在多次更换电感时，不会使铜皮脱落。

6. 不可用细线条代替保险丝

在印制板上设计细线条来代替保险丝是不合理的，因为对保险丝的熔断特性有一定的要求，而在 PCB 板上制作的线条其粗细宽窄很难保证一致，所以这种线条很难提供所需要的熔断特性，也不能达到所需要安全性能。

7. 注意地线的连接

在设计功率因数控制 IC 及镇流器控制 IC 的布线时，要特别注意 IC 的地 (COM) 与功率地的连接。IC 地 (COM) 是控制信号线路的地，外部的定时元件，VCC 的旁路电容都连接到此脚，COM 脚应通过单独的一条走线连到功率地，即 MOS 管源极的电流检测电阻在 PCB 板上的另一引出端，做到与功率地单独相接，以免大电流信号串入 COM 走线，引起干扰。

四、印制电路板成品的检验

印制电路板生产厂家交来的 PCB 板，要经过检查，只有满足要求时才能投入使用。

(1) 检查板材型号、厚度及尺寸是否符合要求，印制电路板长度为 100mm 时，最大允

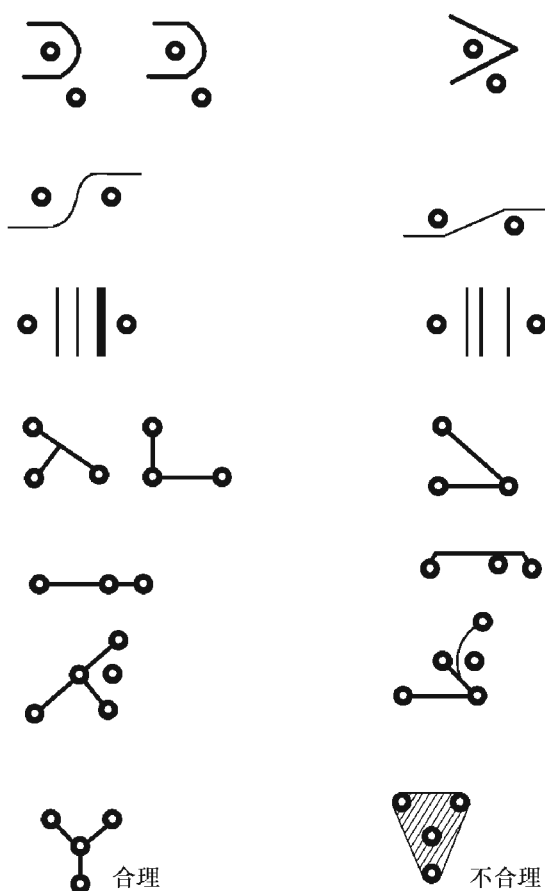


图 4-24 合理的及不合理的走线类型

许尺寸误差为 $\pm 0.8\text{mm}$ 。

(2) 印制电路板上所有图形标记应清晰可辨，导电图形上的涂覆层应密致均匀、无明显缺陷（可用3~10倍放大镜目测）。

(3) 导电图形不允许有缺陷，当将图形放大3~5倍检查时，导线不得有短路、断路或使其电阻增加的裂纹出现。相邻的两条导线间距小于或等于 0.4mm 时，导线上不应有明显的毛刺或导体残余，致使导线间距减小20%以上。

(4) 引线孔径不应有偏差，不允许有多钻孔、孔错位及偏孔等缺陷；孔径过大、过小也不好，可用测孔针或用零件直接检查孔径大小，看其大小是否合适。

孔与焊盘中心不应有太大的偏移，至少使焊盘留有 0.1mm （有金属化孔）或 0.15mm （非金属化孔）的环宽，如图4-25所示。

焊盘表面的粘附物（干膜残渣）也会使焊盘环宽减小，但焊盘环宽应在 $0.1\sim 0.15\text{mm}$ ，如图4-26所示。

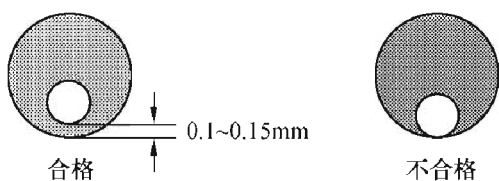


图 4-25 孔与焊盘中心的偏移所形成的最小环宽

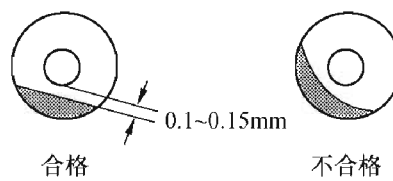


图 4-26 焊盘上粘附物的允许覆盖程度示意图

(5) 印制板应平整，严重不平整的印制板在插件、浸锡、切脚时会切去部分导电层，造成废品。板的不平整度可用翘曲度 q 来表示，其定义可用图4-27来表示。

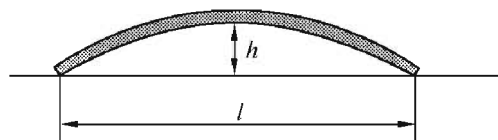


图 4-27 翘曲度的示意图

定义翘曲度为 $q = h/l$,

PCB板在自然平放时，翘曲度应符合表4-19的要求：

表 4-19 印制板翘曲度技术规范

印制电路板厚度 (mm)	翘曲度 (mm/mm)		
	玻纤布印制电路板		纸基印制电路板
	单面	双面	
1	0.025	0.020	0.040
1.5	0.020	0.015	0.030
2.0	0.015	0.010	0.025

(6) 印制导线的抗剥强度。印制导线与基板之间的粘结强度主要取决于导线宽度、镀层厚度及基板表面状况、加工的工艺、涂覆层、测试温度以及加工时所造成的应力。

测试时，导线的长度应大于或等于 75mm ，宽度不小于 0.8mm ，取样不少于4个，首先将试样金属箔剥离 10mm 用合适的夹子夹住金属箔，并与试样平面成 90° ，逐渐施加拉力剥离导线，至少剥离 25mm 以上，记录最小的拉力，并以拉力/线宽（牛顿/毫米 N/mm ）表示。

对酚醛纸板： 最小抗剥强度为 0.8N/ mm

对环氧纸板： 最小抗剥强度为 1.1N/ mm

对环氧玻纤布板： 最小抗剥强度为 1.1N/ mm

(7) 焊盘拉脱强度。试验应选择孤立的焊盘或将与焊盘的连线切断，取样不少于 10 个。应按表 4-20 的规定进行：

表 4-20 焊盘拉脱强度试验规范

焊盘直径 (mm)	孔直径 (mm)	镀银铜线直径 (mm)
2	0.8	0.6. ~0.7
4	1.2	0.9~1.0

试验时，镀银铜线应插入焊盘孔内，并在板的背面稍有突出，焊点应覆整个焊盘。用拉力试验机以垂直于试样的力拉引线，力要均匀地逐渐增加，直到焊盘从基板上拉脱为止。以所需力的最小值作为被试焊盘的拉脱强度（牛顿 N）。拉脱强度（N）应符合表 4-21 的规定。

表 4-21 焊盘拉脱强度 (N)

焊盘直径 (mm)	玻纤布板		酚醛纸板	
	正常大气压下	交变湿热条件下	正常大气压下	交变湿热条件下
2	19.6N	9.8N	9.8N	4.9N
4	98N	68.6N	68.6N	49N

(8) 阻焊膜附着力。可用二氯甲烷滴在阻焊膜上，过 10s 后用清洁的白布抹擦，看阻焊膜是否溶解脱落。或者用压敏胶带纸来检查阻焊膜的附着力，即将胶带纸贴在焊盘上，取下的胶带纸上不能有绿油，用放大镜检查焊盘，看阻焊膜是否仍然附着在焊盘上。

(9) 检查 V-刻槽质量。刻槽应满足所提要求，即尺寸准确，刻痕既不过深，又不过浅，无断线。在 PCB 板冲制落料后，板子不能爆裂，冲断导电路路，压伤线路、绿油或使其与基板剥离。

在工厂生产过程中，如供应商是初次供货，则应严格检查，待多次磨合后没有质量问题时，可以有选择地检查一些关键项目就行了。

第五章 电子节能灯及镇流器中 所用的二极管及三极管

本章简要介绍了二极管及三极管的静态特性及开关参数，以便为讨论它们的工作奠定基础。开关三极管是影响电子节能灯及电子镇流器工作可靠性的一个十分关键器件，电子镇流器和电子节能灯受到灯管的高温烘烤，其工作温度很高。本章主要介绍如何选择器件的静态参数及开关参数、优化电路设计、合理安排器件的工作状态及减少器件的温升等内容。

第一节 半导体二极管的特性和参数

二极管是由 PN 结加上相应的引线和管壳封装而成，它的特点是单向导电性，其电流—电压特性（伏安特性）如图 5-1 所示。

一、二极管的伏安特性

1. 正向伏安特性

由图 5-1 可知，当二极管的端电压 $u_D = 0$ 时，二极管电流 $i_D = 0$ ，在 u_D 大于某一电压时，二极管开始出现电流。开始时，电流很小，只有当超过某一门限电平 V_{TH} 时（对硅管， $V_{TH} \approx 0.6V$ ），电流才开始显著增大，并且随电压的增加呈指数规律上升。

二极管所能通过的最大平均电流是整流二极管的一个重要参数，使用时应使它的工作电流不超过此额定值。一般 PN 结的面积越大，允许通过的电流也越大。

二极管的引线随其平均电流的加大而加粗，它本身具有一定的散热作用。在大电流的工作条件下，安装在电路板上时，引出线要适当留长一些，或将二极管紧贴到散热器上，以利于散热。

2. 反向特性

在二极管加反向电压时，由于 P 型半导体区存在少数的自由电子，N 型半导体区存在少数空穴，这些少数载流子在反向电压作用下，很容易通过 PN 结形成反向电流，但这种反

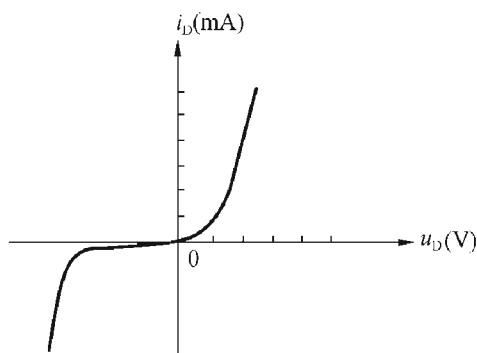


图 5-1 二极管的伏安特性

向电流不随反向电压的加大而变化，基本上保持不变，如图 5-1 所示，通常称这种电流为反向饱和电流（为显示清楚起见，图中的反向电流的比例被扩大了）。但是当温度增加时，反向电流会增大，这是由于少数载流子数目是温度的函数，二极管表面存在漏电，同时，少数载流子在结的渡越过程中由于碰撞会产生新的载流子，所有这些因素都会使温度增高时，它的反向电流增加很多。

3. 反向击穿电压

当反向电压增加到一定值后，反向电流急剧增大，出现反向击穿现象，这个电压叫做反向击穿电压 V_{BR} 。管子被击穿后，便失去单向导电性，呈永久性损坏。选用二极管时，必须充分注意这个极限值，防止二极管工作时反向电压过高而损坏。

最大反向工作电压是指二极管在正常温度下允许加的反向电压最大值，又称反压峰值 PRV (Peak Reverse Voltage) 或 PIV (Peak Inverse Voltage)，通常是击穿电压的 80%。工作温度高时，反向击穿电压将有所下降，质量差、不耐高温的二极管，击穿电压会下降很多，以至工作时发生击穿。有的大功率一体化节能灯（如 45W 以上）在灯筒下工作时，塑料外壳内的温度高达 90~100℃，甚至更高，这时常温下耐压为 1000V 的二极管 1N4007，用在桥式整流电路中，即便外加交流电压为 220V，也会因二极管的热稳定性存在问题而发生击穿现象。

因此，对于高温条件下工作的二极管，还应做高温反偏试验，以检验其高温稳定性。其具体做法是，对二极管加 80% 击穿电压（最大反向工作电压），并置于 125℃ 的高温下维持 168h，管子应不损坏。只有经过高温高反压长时间考验不出问题，这种二极管才可以在大功率一体化的电子节能灯中使用。如果工厂不具备测试条件，可以直接向生产厂家要求提供热稳定性好的二极管。

二、整流二极管的主要参数

选用二极管时，应根据以下参数来选用。

1. 正向整流电流 I_F

I_F 是管子工作时的平均电流，应低于所选用的二极管的额定正向整流电流值。

2. 最高反向工作电压峰值 PRV

PRV 又称反向额定电压、反向阻断电压、反压峰值等。选用时要满足电路使用要求，并留有足够的余量，否则二极管被击穿，失去单向导电性，造成电路失效。

3. 反向漏电流 I_R

应选用反向漏电流小的二极管，尤其在高温条件下工作时。前述 PRV 是由反向漏电流大小决定的，反向漏电流增大时，允许加的反向电压应降低；而外加的反向电压增大时，特别是大于 PRV 时，反向漏电流也将增大。可见反向工作电压与反向漏电流两者是相互依存、相互影响的。

4. 正向导通压降 V_{FM}

指正向导通时二极管两端的压降，正向导通压降要小，以减小损耗，并提高效率。正向导通压降随通过的电流加大而加大，所以对低压大电流输出电路如低压节能灯来说，这一点尤为重要，应选用正向导通压降小的肖特基二极管，但最高反向工作电压峰值 PRV 应满足要求。

表 5-1 是节能灯中常用的普通整流二极管的一些参数，供使用时参考。具体参数还可从供应商的产品目录或说明书中查阅。

表 5-1 普通整流管 (1A、1.5A、3A) 的参数

型 号	最高反向工作电压 (峰值)	额定正向整流电流 (平均值)		不重复正向浪涌电流 (峰值)	反向漏电流 (平均值)	最大正向压降 (平均值)		封 装
Part. NO.	Max. Peak Reverse Voltage	Max. Avg. Rect. Current		Max. Fwd. Peak Surge Current 1~60Hz Superimposed	Max. Reverse Current @ PRV Voltage @ 25°C	Max. Fwd. Voltage Drop (average)		Package
符号	PRV	$I_F @ T_A$		I_{FM} (Surge)	I_R	I_{FM}	V_{FM}	
单位	(V)	(A)	(°C)	(A)	(μA)	(A)	(V)	
1N4001	50							
4002	100							
4003	200							
4004	400	1.0	75	30	5.0	1.0	1.1	DO41
4005	600							
4006	800							
4007	1000							
1N5391	50							
5392	100							
5393	200							
5394	300							
5395	400	1.5	75	50	5.0	1.5	1.4	DO15
5396	500							
5397	600							
5398	800							
5399	1000							
1N5400	50							
5401	100							
5402	200							
5404	400	3.0	75	200	5.0	5.0	0.95	DO27
5406	600							
5407	800							
5408	1000							

说明：1N4007 中 1N 代表一个 PN 结，千万不要写作 IN4007。

第二节 二极管的动态开关特性

在开关速度低的情况下，二极管从导通到截止或从截止到导通所用的开关转换时间，可以无须考虑，认为开关是即时的、无情的。但是当开关速度提高到每秒几十万次乃至上百万次时，二极管的开关时间就不能不考虑了。

一、二极管从正向导通到反向截止的反向恢复时间

我们先分析一下二极管从导通到截止过程中所发生的物理现象。在图 5-2 所示的电路中，输入一个理想方波，在 $0 \sim t_1$ 期间内，电压为正 ($+V_1$)，此时，二极管导通，有正向电流 I_F

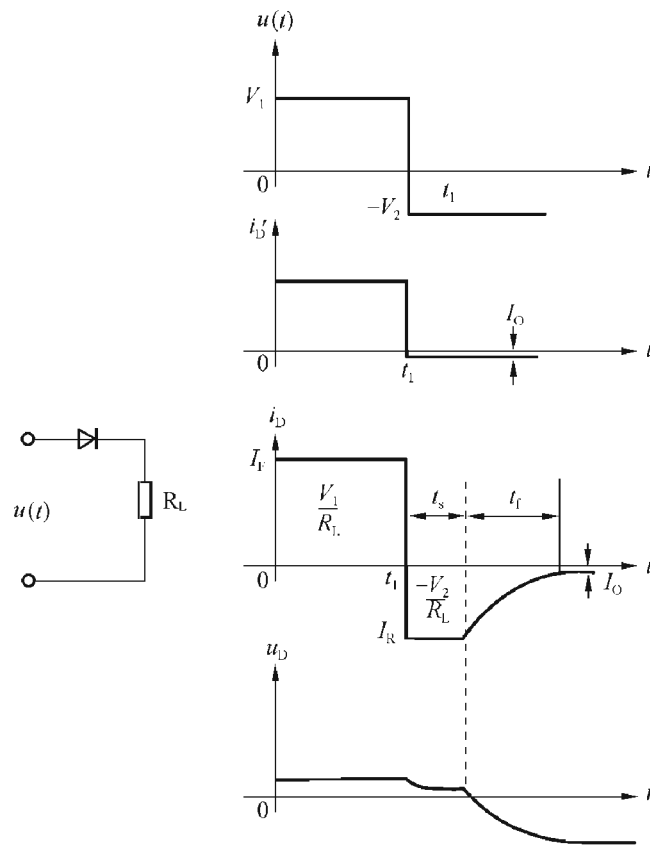


图 5-2 二极管中的开关电流

$$I_F = \frac{V_1}{R_L} \quad (5-1)$$

在 t_1 时刻，输入电压 $u(t)$ 突然由 V_1 跳变为负值 ($-V_2$)，按静态分析，二极管的电流此时应该立刻变为反向饱和电流 I_O ，如图中的 $i_{D'}$ 波形。但实际情况并非如此，二极管没有立刻截止，而是由正向电流 I_F 变为很大的反向电流 I_R

$$I_R = \frac{-V_2}{R_L} \quad (5-2)$$

这个电流维持一段时间 t_s 后，才开始慢慢减少，再经过一段时间 t_r 后，下降到 $-0.1I_R$ ，

并趋向反向饱和电流 $-I_0$ ，只有这时，二极管才算进入反向截止状态，如图中 i_D 波形所示。

我们称 t_s 为存储时间， t_f 为下降时间，而把 $t_{rr} = t_s + t_f$ 称为反向恢复时间。二极管只有经过 t_{rr} 以后，才转入真正的截止状态。如果输入信号的频率很高，以至于输入脉冲的负半周宽度小于 t_{rr} 时，那么不仅正半周有电流，而且负半周也有很大的反向电流，这种情况下，二极管已失去其单向导电性，不能再看作开关元件了。

二、反向恢复时间的产生原因——电荷存储效应

为什么会产生上述现象呢？这要从二极管内部的物理过程来找原因。当二极管正向导通时，PN 结两边的多数载流子，不断地向对方区域扩散，在对方区域形成少数载流子，并存储起来，在 P 区存储电子，在 N 区存储空穴，并建立一定的浓度分布。靠近结边缘处的浓度最大，离结越远，浓度越小，形成浓度梯度，如图 5-3 (a) 所示。正向电流越大，浓度梯度越大，存储的少数载流子数量越多。

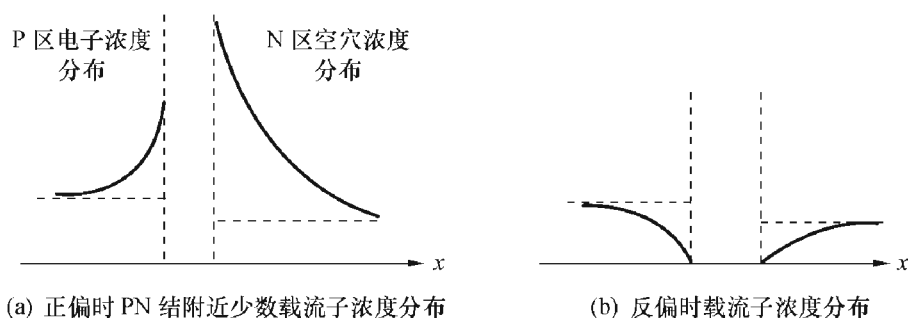


图 5-3 在反偏压下载流子的分布

当外加电压突然反向时，由于正向导通而在 PN 结两边存储起来的少数载流子像存储在电容器中的电荷一样，不会立刻消失，而是在反向电场作用下，原来存储在 P 区的少数载流子被拉回 N 区，存储在 N 区的空穴被拉回 P 区，形成较大的漂移电流；或者与多数载流子复合而消失。

存储电荷在消失之前，PN 结仍然处于正向偏置，其势垒区仍然很窄，PN 结的电阻很小。所以反向电流 I_R 的大小，主要由外电路的偏压 $-V_2$ 及电阻 R_L 决定，并保持不变。

$$I_R = -\frac{V_2}{R_L}$$

经过时间 t_s 以后，P 区和 N 区的存储电荷已显著减少，势垒逐渐变宽，反向电流逐渐减少，又经过 t_f 时间后，趋向正常的反向电流 I_0 最终转变为截止，空间电荷的分布如图 5-3 (b) 所示。

由上述分析知，二极管在快速开关过程中所出现的反向恢复现象是由于少数载流子存储效应引起的；通常用反向恢复时间 t_{rr} 来表征。反向恢复时间实际上就是存储电荷消散所花费的时间。显然，少数载流子存储数量愈多，反向恢复时间 t_{rr} 愈长。

当二极管由反向截止转变为正向导通时，也需要一定时间，在 PN 结两边存储电荷。不过所需要的时间较短。

为了提高二极管的工作频率，必须设法减少反向恢复时间 t_{rr} ，例如采用掺金工艺，形成复合中心，使存储电荷很快复合而消失。反向恢复时间最小可小于 1ns，在节能灯中所用的快恢复二极管 (Fast Restore Diode)，其反向恢复时间 t_{rr} 约为 100ns 或更大。

在电子节能灯及电子镇流器的半桥逆变电路中，在三极管的集电极与发射极间通常接一

个阻尼二极管。二极管的正极接三极管的发射极，负极接集电极。它的作用是当三极管的集电极电压突然变负时，提供电流通路，将截止的晶体三极管旁路，直到晶体管集电极电压变正时为止。这种阻尼二极管可以防止晶体管反向击穿而损坏。由于开关管上电压变化是很快的，所以必须选用快恢复二极管，以较快的速度开通，将集电极电压峰值钳位到安全值。目前在许多市售节能灯中，采用普通整流用的二极管 1N4007 来代替阻尼管。由于这种二极管速度很慢，来不及响应，根本达不到应有的保护作用。

表 5-2 列出了一些快恢复二极管的性能参数。

表 5-2 快恢复二极管的主要参数

型号	最高反向工作电压 (峰值)	额定正向整流电流 (平均值)		不重复正向浪涌电流 (峰值)	反向漏电流 (平均值)	正向压降 (平均值)		最大反向恢复时间	封装
符号	PRV	$I_F @ T_A$		I_{FM} (Surge)	I_R	I_F	V_F	t_{rr}	
单位	(V)	(A)	(°C)	(A)	(μA)	(A)	(V)	(ns)	
FR101	60	1.0	75	30	5.0	1.0	1.0	150	DO41
FR102	100							150	
FR103	200							150	
FR104	400							150	
FR105	600							250	
FR106	800							500	
FR107	1000							500	
FR151	50	1.5	75	60	5.0	1.5	1.3	150	DO15
FR152	100							150	
FR153	200							150	
FR154	400							150	
FR155	600							250	
FR156	800							500	
FR157	1000							500	
FR201	50	2.0	75	70	5.0	2.0	1.3	150	DO15
FR202	100							150	
FR203	200							150	
FR204	400							150	
FR205	600							250	
FR206	800							500	
FR207	1000							500	

第三节 双极型三极管的开关特性

双极型晶体三极管的开关电路如图 5-4 (a) 所示，其输出特性如图 5-4 (b) 所示，此

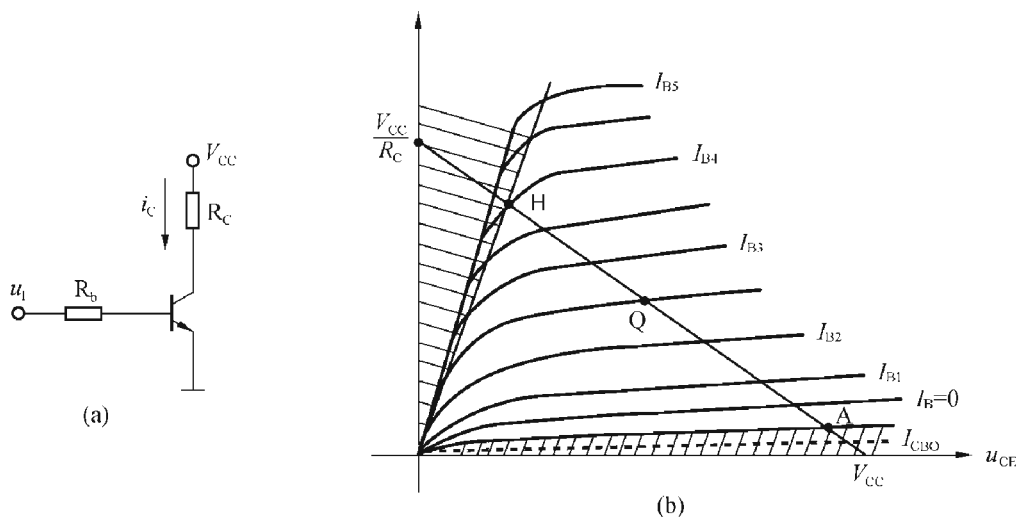


图 5-4 三极管开关电路及其输出特性

特性曲线可划分成三个区域，即截止区、放大区和饱和区。

一、三极管的三个工作区域

当输入电压 u_1 为负值时，三极管的发射结和集电结均为反向偏置 ($u_{BE} < 0$, $u_{BC} < 0$)，只有很小的电流 I_{EBO} 、 I_{CBO} 流过 PN 结， $i_C \approx 0$, $u_{CE} \approx V_{CC}$ ，对应于图 5-4 (b) 中的 A 点，这时集射极间近似于开路，相当于开关断开。实际上对于硅三极管，只要 $u_{BE} < 0.5V$, $i_B \approx 0$ ，管子已基本截止，如图 5-4 (b) 中下方画斜线区域。

当发射结为正向偏置，且有 $i_B = V_{CC}/\beta R_C$ 时，即工作于图 5-4 (b) 中的 H 点时，集电极电流 i_C 已接近最大值

$$I_{CS} = V_{CC}/R_C$$

时，集电极电流达到饱和，如进一步增大 i_B , i_C 不再增加，集电极电压为

$$u_{CE} = V_{CE(sat)} \approx 0.1 \sim 0.3V$$

令

$$i_C/i_B = k$$

如 $k < \beta$ ，则管子进入饱和。 k 值越小，饱和越深， $V_{CE(sat)}$ 越小。一般三极管的供应商取 $i_C/i_B = 5$ 时的 u_{CE} 值作为管子的饱和压降 $V_{CE(sat)}$ 值，显然，此时管子已经深度饱和，其饱和压降值很小。由于饱和， $V_{CE(sat)}$ 很小，近似短路，此时可看作是开关闭合。

在基极输入信号作用下，工作点由截止区的 A 点经过放大区进入饱和区的 H 点；反之，由饱和区 H 点经过放大区返回到 A 点，可以看出，三极管由开到关或由关到开的过程均经过放大区。在放大区，满足 $\Delta i_C = \beta \Delta i_B$ 的放大规律， i_C 的值基本上可看作与 R_C 、 u_{CE} 值无关，而只与 i_B 的大小有关。

二、双极型三极管的开关时间

在图 5-4 (a) 所示的电路中，输入一个理想的矩形波 $u_1(t)$ ，且其幅度足够大，足以使管子进入饱和和截止两个区域，图 5-5 画出了在 $u_1(t)$ 作用下基极电流、集电极电流及集电极电压的变化波形。

图中 i_B 波形和图 5-2 (b) 中二极管 i_D 波形相似，这里着重讨论集电极电流 i_C 波形。

由图 5-5 可知, i_C 波形已不再是理想方波, 起始部分和平顶部分都向后延迟了一段时间, 上升和下降不是突变的而是缓慢变化的。为了对开关过程作定量的描述, 引入以下四个参量:

(1) 延迟时间 t_d : 从输入电压 $+V_1$ 的加入时刻到集电极电流 i_C 上升到 $0.1I_{CS}$ (I_{CS} 为饱和电流) 所需要的时间。

(2) 上升时间 t_r : 集电极电流 i_C 从 $0.1I_{CS}$ 上升到 $0.9I_{CS}$ 所需要的时间。

(3) 存储时间 t_s : 从输入电压 $-V_2$ 的加入时刻到 I_C 下降到 $0.9I_{CS}$ 所花费的时间。

(4) 下降时间 t_f : i_C 从 $0.9I_{CS}$ 下降到 $0.1I_{CS}$ 所需要的时间。

通常把 $t_d + t_r = t_{on}$ 称作开启时间, 把 $t_s + t_f = t_{off}$ 称为关断时间, 它们是衡量三极管开关速度的重要参数。 t_{off} 的值随管子类型的不同而有很大的差异, 例如开关三极管 MJE13005 的 t_s 值约为 $1.5\mu s$, t_f 约为 $200ns$ 。这些参数跟管子的工作状态、外电路的工作条件有很大关系。使用时, 应查阅供应商提供的产品说明, 并用专用仪表加以测量, 以便做到心中有数。

不难看出, 开关参数以存储时间 t_s 为最长, 它是决定开关速度的重要因素, 在半桥逆变电路中, 如两个管子的存储时间不一致, 会使两管的导通与截止时间不一致, 集电极电压波形上下不对称, 造成两管负荷和发热不均匀, 一个管子很烫。严重时, 会使管子提前失效。管子的下降时间、上升时间则会影响管子的集电极功率损耗大小。后面, 在讨论三极管开关损耗时, 会具体地加以分析。

三、如何减小开关参数的影响

晶体管出厂后, 其开关参数已定, 但是还会随外部使用条件的变化而变化, 特别是基极驱动电路会影响发射结势垒电容的充放电、基区存储电荷的存储与消失, 从而对三极管的开关速度产生较大的影响, 下面介绍影响开关时间的一些因素。

(1) 增大基极正向电流 i_{B1} , 有助于减小延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 。但 i_{B1} 过大, 则三极管饱和深度加深, 使基区存储的少数载流子增多, 对存储时间 t_s 不利, t_s 值会增大。

(2) 加大基区的反向偏压, 增大基极的反向电流 $-i_{B2}$, 有利于抽走饱和三极管基区中的存储电荷, 减少存储时间。反向驱动电压 $-V_2$ 值越大, 则 t_s 的值越小。反向偏压增大, 对开通时间 $t_{on} = t_d + t_r$ 不利, 因为反偏越大, 结电压由负变正所花的时间越多, 延迟时间 t_d 值也越大。

由此可见, 基极的驱动对开启时间 t_{on} 及关闭时间 t_{off} 的影响是矛盾的, 照顾了前者, 则对后者不利, 反之亦然。

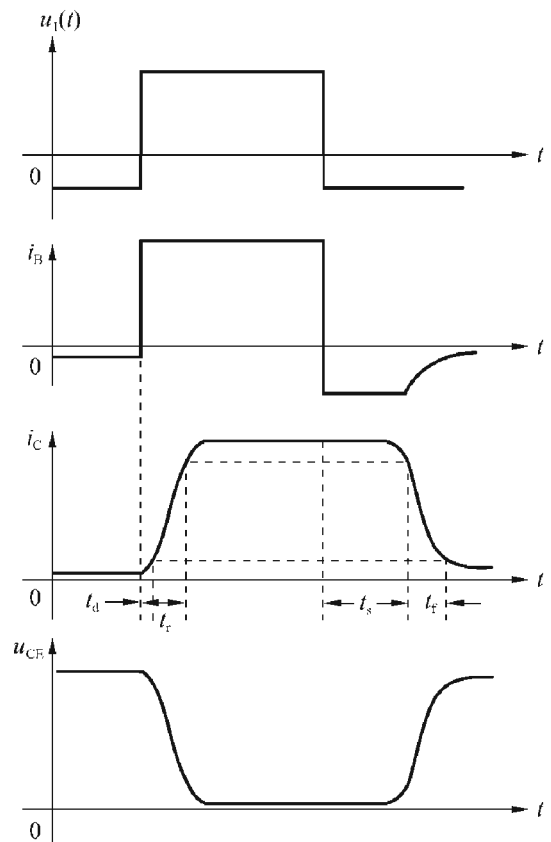


图 5-5 三极管的开关波形

(3) 为了解决这一矛盾, 可采用加速电容并联于 R_b 上, 如图 5-6 (a) 所示。

当输入电压由负突然变正, 由 $-V_2$ 向上跳变到 $+V_1$ 时, 电容 C_1 上电压来不及变化, 跳变电压全部加到基极上, 相当于将 R_b 短路, 这样在电压变正后, 有很大的正向基极电流

i_{B1} 使基区存储电荷快速增长, 因而减小了 t_d 及 t_r 时间, 从整体上缩短了管子的开启时间 t_{on} 。

随着电容 C_1 被充电, i_B 亦逐渐减小, 并达到稳态值 $i_B = \frac{V_1}{R_b}$ (稳态时 C_1 可看作开路)。选择 R_b 值, 使之略大于临界饱和电流 I_{BS} , 保持管子工作于浅饱和区, 那么基区中存储电荷亦不会很多, 有利于管子由饱和快速转向截止, t_s 亦不会太长。

当输入电压 u_1 由 $+V_1$ 向下跳变为 $-V_2$ 时, C_1 可看作是一个负电源, 与输入电压 $-V_2$ 一起加到基极上, 产生较大的反向电流 $-I_{B2}$, 使基区中多余的存储电荷很快消散掉, 因而缩短了存储时间 t_s 和下降时间 t_f , 从整体上减小了管子的关闭时间 t_{off} 。

由上述可知, 采用加速电容, 它对稳态的基极电流并没有影响, 却可以瞬时间提供较大的 I_{B1} 及 $-I_{B2}$, 既加速管子的导通又加速了它的截止, 使三极管从饱和到截止的转换过程得以加速, 故称为加速电容。

加速电容值要选择得当, 既不宜太小, 也不能太大。太大, 充放电速度变慢, 会影响到状态的稳定。它的数值应以比管子的输入电容大一个数量级为宜。

(4) 有时为保护三极管的发射结, 在基射极间加反向二极管, 如图 5-6 (b) 所示。它可以削去激励信号的负半周, 防止反偏过大将三极管的发射结击穿。二极管减小反偏后, 有利于减少延迟时间 t_d , 同时还可防止反偏过大, 容易产生二次击穿的缺点, 这在后面还将要提到。

(5) 在三极管的制造工艺上采取一些措施, 也可以减小开关时间, 例如将基区做薄一些, 在同样的少数载流子浓度梯度下, 存储电荷可以少一些; 另外, 在制造管子时掺金, 形成复合中心, 这两种措施都有利于减少存储时间 t_s 。

为了使读者对开关三极管的静态参数及动态开关参数有一个感性认识, 在表 5-3 及表 5-4 中给出了 PHILIPS 公司生产的 PHE 13005 的有关参数, 供参阅。

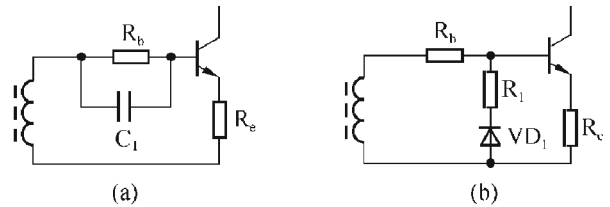


图 5-6 加速晶体管开关的基极驱动电路

表 5-3 PHE 13005 的静态参数

符 号	参 数	条 件	典 型 值	最 大 值	单 位
BV_{CES}	集-射电压峰值	$V_{BE} = 0$		700	V
BV_{CEO}	集-射电压峰值 (发射极开路)			700	V
BV_{CEO}	集-射电压峰值 (基极开路)			400	V
BV_{EBO}	发-基电压 ($I_B = 0$)			9	V
I_C	集电极电流			4	A
I_{CM}	集电极电流峰值*			8	A
$V_{BE(sat)}$	基-射极间饱和电压	$I_C = 1.0A$ $I_B = 0.2A$	0.85	1.2	V
$V_{CE(sat)}$	集-射极间饱和电压	$I_C = 2.0A$ $I_B = 0.5A$	0.2	0.6	V

续表

符 号	参 数	条 件	典 型 值	最 大 值	单 位
H_{FE}	直流电流增益	$I_C = 1.0A \ V_{CE} = 5V$ $I_C = 2.0A \ V_{CE} = 5V$	20 17	60 40	
I_B	基极电流 (极限值)			2	A
P_{CM}	集电极总功耗	$T_{mb} \leq 25^\circ C$		75	W
t_f	下降时间	$I_C = 2A \ I_B = 0.4A$ $V_{BE(OH)} = 5V$	0.1	0.5	μs
T_j	结温			150	$^\circ C$
$R_{th \ j \ case}$	热阻 (结与壳间)			1.67	$^\circ C/W$
$R_{th \ j \ a}$	热阻 (结与环境间)		60		$^\circ C/W$

表 5-4

PHE 13005 的动态开关参数

符 号	参 数	条 件	典 型 值	最 大 值	单 位
t_s t_f	电阻负载 存储时间 下降时间	$I_C = 2.0A \ I_{B1} = -I_{B2} = 0.4A$ $R_L = 75\Omega \ V_{CC} = 250V$	2.7 0.3	4 0.9	μs μs
t_s t_f	电感负载 存储时间 下降时间	$I_C = 2.0A \ I_{B1} = 0.4A$ $L_B = 1\mu H \ -V_{BE} = -5V$	1.2 0.1	2 0.5	μs μs
t_s t_f	电容负载 存储时间 下降时间	$I_C = 2.0A \ I_{B1} = 0.4A$ $L_{B1} = 1\mu H \ -V_{BE} = -5V$ $T_j = 100^\circ C$	1.4 0.16	4 0.9	μs μs

* 集电极峰值电流及基极电流均应用脉冲测试, 脉冲宽度 5ms, 占空比小于 10%。

在节能灯的生产中, 对所使用的开关三极管, 一定要查阅它的相关资料, 了解有关参数, 根据电路的具体工作情况做出合理的估算, 尽量使电路中的开关三极管处于最佳工作状态, 减小温升和功耗, 以提高整灯的可靠性。

第四节 双极型三极管的开关损耗

由于三极管本身的损耗, 会使三极管的温度上升, 导致三极管的参数恶化 (如表 5-4 中 $T_j = 100^\circ C$ 时 t_s 及 t_f 均变大), 加剧了电路工作的不可靠性。加之自镇流电子节能灯及电子镇流器的工作条件恶劣, 温度很高, 散热条件很差, 如何减少三极管的温升, 显得尤为重要。

一、三极管的功率损耗计算

本节介绍开关三极管的功率损耗与哪些参数有关。为使介绍简化, 我们将图 5-5 中三极管在开关过程中的集电极电流 $i_c(t)$ 、集电极电压 $u_{CE}(t)$ 波形加以理想化, 变成图 5-7 所示波形。

为讨论方便, 在上升及下降阶段, 暂且忽略 I_{CO} , 则集电极电流 i_c 上升时, i_c 可表示为

$$i_c(t) = I_{cs} \frac{t}{t_r} \quad (5-3)$$

而集电极电压 $u_{CE}(t)$ 可表示为

$$u_{CE}(t) = V_{CC} - (V_{CC} - V_{CE(sat)}) \frac{t}{t_r} \quad (5-4)$$

在下降阶段, $i_c(t)$ 下降波形可表示为

$$i_c(t) = I_{CS} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \quad (5-5)$$

而集电极电压 $u_{CE}(t)$ 可表示为

$$u_{CE}(t) = V_{CE(sat)} + (V_{CC} - V_{CE(sat)}) \frac{t}{t_f} \quad (5-6)$$

在式 (5-5) 及 (5-6) 中, 为表述简单, 将时间轴的起始点均移在电流下降及电压上升的起始点, 定义该时刻 $t=0$, 这对于分段计算集电极功耗完全没有影响。

利用以上表达式可以很容易计算出 i_c 上升、饱和、下降及截止时间四个阶段的集电极功耗, 具体计算公式如下:

(1) 三极管截止时集电极功耗

$$P_1 = I_{CO} \cdot V_{CC} \cdot T_2 / T \quad (5-7)$$

(2) 三极管饱和时集电极功耗

$$P_2 = I_{CS} \cdot V_{CE(sat)} \cdot T_1 / T \quad (5-8)$$

(3) 三极管由截止到导通时, i_c 上升阶段集电极功耗

$$\begin{aligned} P_3 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_r} I_{CS} \frac{t}{t_r} \cdot \left[V_{CC} - (V_{CC} - V_{CE(sat)}) \frac{t}{t_r} \right] dt \\ &= \frac{1}{6T} (V_{CC} + 2V_{CE(sat)}) \cdot I_{CS} \cdot t_r \end{aligned} \quad (5-9)$$

(4) 三极管由导通到截止时, i_c 下降阶段集电极功耗

$$\begin{aligned} P_4 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_f} I_{CS} \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) \left[V_{CE(sat)} + (V_{CC} - V_{CE(sat)}) \frac{t}{t_f} \right] dt \\ &= \frac{1}{6T} (V_{CC} + 2V_{CE(sat)}) \cdot I_{CS} \cdot t_f \end{aligned} \quad (5-10)$$

$$P_C = P_1 + P_2 + P_3 + P_4$$

$$= \frac{1}{T} \left[I_{CO} V_{CC} T_2 + I_{CS} V_{CE(sat)} T_1 + \frac{1}{6} I_{CS} (V_{CC} + 2V_{CE(sat)}) (t_r + t_f) \right] \quad (5-11)$$

其中, 由于 I_{CO} 很小, 所以 P_1 数值很小; 而由于 $V_{CE(sat)}$ 很小, 所以 P_2 数值亦不大。 $P_3 + P_4 \approx V_{CC} I_{CS} \cdot (t_r + t_f) / 6T$ 是在三极管由饱和转为截止以及由截止转为饱和过渡时期的损耗, 通常称为过渡损耗, $P_3 + P_4 \approx V_{CC} \cdot I_{CS} \cdot (t_r + t_f) / 6T$, 其数值较大, 而持续时间较短 (见图 5-7), 与 $t_r + t_f$ 时间的大小有关。

二、减小三极管开关损耗的措施

为了减少 P_C 损耗, 根据上述分析, 在电路设计上应着重考虑如何减少过渡损耗。由式 (5-7) ~ (5-11) 知, 为减少 P_C 损耗, 要求:

① 晶体管导通时的饱和压降 $V_{CE(sat)}$ 要小。

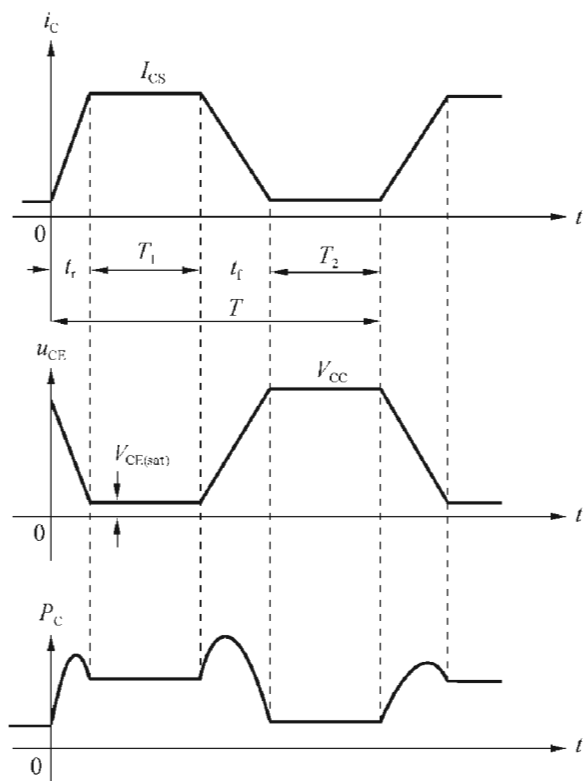


图 5-7 三极管在开关状态下 i_c 、 u_{CE} 、 P_C 波形

② 晶体管截止时的漏电流 I_{CO} 要小。

③ 晶体管的开关时间参数中 t_r 、 t_f 值要小，为减少 t_f ，应使晶体管不进入深饱和。

晶体管的存储时间对两管导通时间长短有影响，如两管的 t_s 值不相等，则在半桥逆变电路中会引起波形不对称，两管负担不均，其中一个管子发热较重，同时电路中的谐波干扰会增大。

④ 适当降低振荡频率。因为振荡频率降低，则 $T = \frac{1}{f}$ 变大， $P_1 \sim P_4$ 的值均减小。而且在 t_r 、 t_f 一定的前提下，增大周期 T ，则管子由截止到饱和的过渡时间在一个周期中所占比例减小，从而有助于减小过渡损耗在整个开关损耗中所占份额。

⑤ 给管子加散热片，或者在整个电子镇流器中灌导热胶，以降低管子的温度，可以避免管子温度上升、管子参数恶化（如 I_{CO} 增加），导致 P_C 加大的不利影响。

第五节 双极型三极管的安全工作区

在电子镇流器及自镇流电子节能灯中，三极管一般承担高频振荡与功率输出两大功能，一直工作于大电流或高电压的开关状态，加上荧光灯管的直接烘烤，使功率三极管的工作温度很高。如果电路参数选择不当，功率管的集电极损耗较大，其本身温升也会很高，易使管子烧毁。

由此可见，正确设计电路，使管子始终处于安全工作区内运行（即便在温度升高或电压升高的不利条件下）是保证一体化节能灯及电子镇流器工作可靠的保证。下面介绍三极管的安全工作区是由哪些参数所决定的。

一、功率三极管的安全工作区

功率三极管的安全工作区是指管子能安全使用的电压、电流、功率的范围。图 5-8 是安全工作区的示意图。由图可知，安全工作区是由以下一些参数限定的：

- 集电极最大允许工作电流 I_{CM}
- 集电极最大允许耗散功率 P_{CM}
- 集电极最大允许反向电压即一次击穿电压 BV_{CEO}
- 二次击穿曲线 (S/B)

它们所共同限定的区域就是功率管的安全工作区，图 5-8 中以阴影表示。

在低压区，安全区边界由集电极最大允许电流 I_{CM} 限定；在低电压而电流较大区域则由集电极最大功耗 $P_{CM} = i_C u_{CE}$ 限定；在高电压小电流区则由一次击穿电压 BV_{CEO} 限定，而在电压较高、电流较小的区域则由二次击穿 (S/B) 曲线限定。

选用三极管时，一定要保证管子的上限参数符合电路要求，并且留有足够的余量，以便在电源电压波动、管子的工作温度上升时，仍能工作

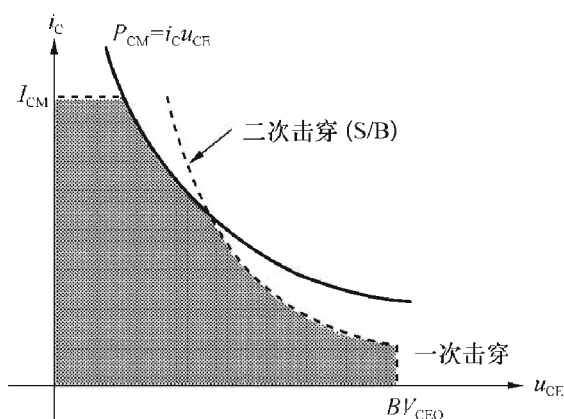


图 5-8 功率管的安全工作区

于安全工作区内。

二、二次击穿 (S/B) 现象

双极型功率开关管在一次击穿以后，会发生二次击穿现象，我们以基极开路时集射极击穿特征为例来说明二次击穿现象。如图 5-9 所示，一次击穿后，从 A 点继续增大外加电压，则集电极电流 i_C 将随之增大，但集射极电压 $u_{CE} = BV_{CEO}$ 基本不变，当 i_C 增大到某一数值时， u_{CE} 会突然雪崩到点 D 点，我们将电压突然降低这一点叫做二次击穿点 (S/B)。可见，功率管进入一次击穿后 ($u_{CE} > BV_{CEO}$) i_C 会增大，如果电流未受到限制，当电流增大到二次击穿点 S/B，便将以微秒或毫微秒的速度快速移动到 D 点，之后，在很小的电压下，电流急剧上升向 E 方向移动，直到把功率管烧毁，或者被外电路负载所限制。人们就把继一次击穿后出现的这一过程称作二次击穿。

图 5-10 是 NPN 型晶体管在正偏及反偏下二次击穿的轨迹曲线。

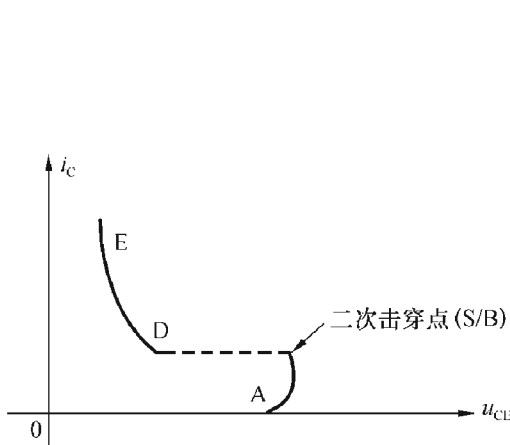


图 5-9 二次击穿示意图

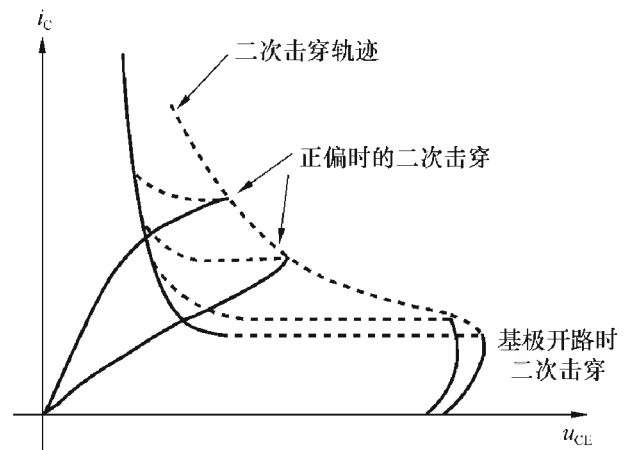


图 5-10 二次击穿的轨迹曲线

在低压大电流区域，进入二次击穿的集电极功率比高压小电流进入二次击穿的功率要高，这说明低压大电流不容易发生二次击穿，而高压小电流容易发生二次击穿。所以在三极管工作时，把直流电压选择低一些，可以减少发生二次击穿的机率，有利于提高其可靠性。

二次击穿还与晶体管的制造工艺有关，例如管芯是双扩散型的，则其击穿电压较高，但是它的饱和压降较大，开关速度较慢；三重扩散型管芯则反之，其开关速度较快，饱和压降较低，但是它却容易二次击穿。这说明晶体管许多参数是相互制约的，在选择时，要统筹兼顾，不能只强调某一参数，而不管其它参数。

另外，在生产中如有工艺污染或不均匀性，会造成结电压降、电流放大系数及热阻的不均匀性，使局部电流密度过大，功耗增大，并出现温度热点，也容易发生二次击穿。

二次击穿的发生还与外电路的设计有关，功率管的反向偏置越深（例如在基极驱动电路中串联一个小电感，使基极有较大的反冲，有利于管子的转换），加在集射极间的直流电压越高，集电极的感性负载越大，基极驱动脉冲宽度越宽，都更容易发生二次击穿。

在电子节能灯或电子镇流器中有时会遇到这样一种情况，一开电源，灯即损坏不亮，打开一看，发现管子击穿，这就很可能是由于二次击穿的耐量不够造成的。一般管子的二次击穿耐量是随温度上升而下降的，所以即使冷态时二次击穿耐量足够的管子，也会因温度升高后，二次击穿耐量下降而损坏。我们曾用一种型号为 124E (TO-220 封装) 的三极管组装

23W 的电子节能灯在灯筒下点燃不久即告损坏。从管子封装的散热片来看，管子受热并不很高，但管壳塑料上有一个小孔，说明管芯上出现温度热点，引起二次击穿，经换另外一种三极管，电路即告正常。

图 5-11 是三极管的集电极损耗及二次击穿值随温度上升而其额定值下降的情况。

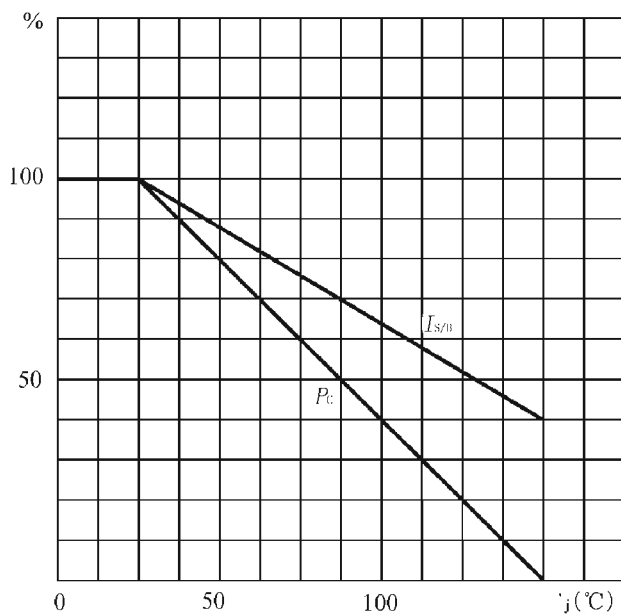


图 5-11 P_c 及二次击穿的降额曲线

在电子节能灯中选用三极管时，应考虑其工作温度较高，对各种参数都要留有一定的余量，以提高整灯的可靠性。图 5-12 是 ST 公司生产的一种双极型三极管 BUL128（相当于 Philips 公司的 PHE 13005）的安全工作区图。由图知，在小电流高电压区，它主要受二次击穿的限制。

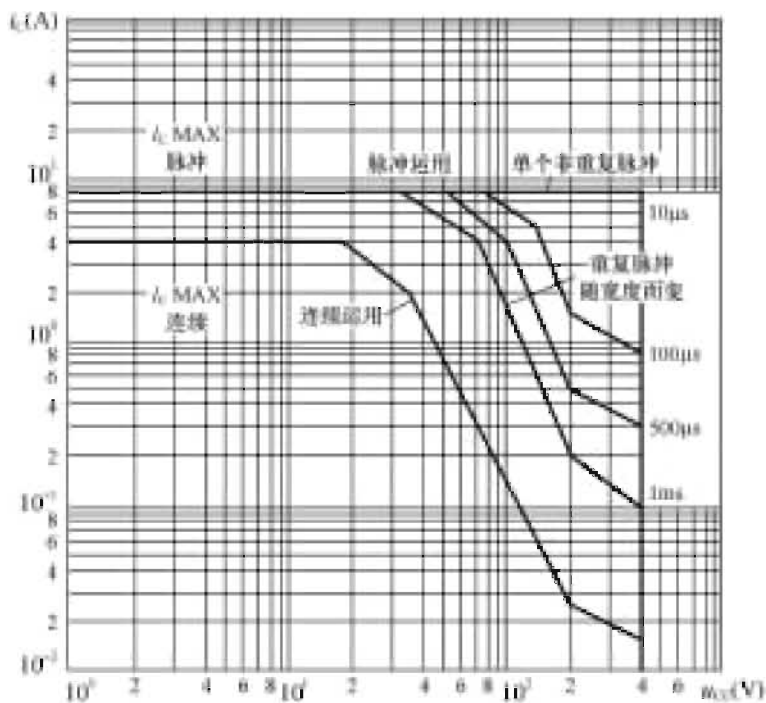


图 5-12 BUL128 的安全工作区

第六节 半桥逆变电路中双极型三极管的工作状态与管子的选择

在第三章分析半桥逆变电路时，我们曾将荧光灯管等效为一个电阻 R_{LA} ，它等于管电压 U_{LA} 与管电流 i_{LA} 之比

$$R_{LA} = \frac{U_{LA}}{I_{LA}}$$

以 3U 20W 灯管为例，在已知激励情况下，测得管压 $U_{LA} = 99V$ ， $I_{LA} = 0.176A$ ，其等效电阻为

$$R_{LA} = \frac{U_{LA}}{I_{LA}} = \frac{99}{0.176} = 562(\Omega)$$

通过 LC 阻抗匹配网络可以将 R_{LA} 转换为三极管功率放大器的有效负载。在分析时，半桥逆变器可以看作是工作在近似为乙类的功率放大器，它的负载为纯阻性。如此，便可用熟知的高频功率放大器的分析方法对电路进行分析。

一、功率放大器的图解分析

根据负载电阻 R_C 大小的不同，电路的工作可以分为三种情况，如图 5-13 所示。

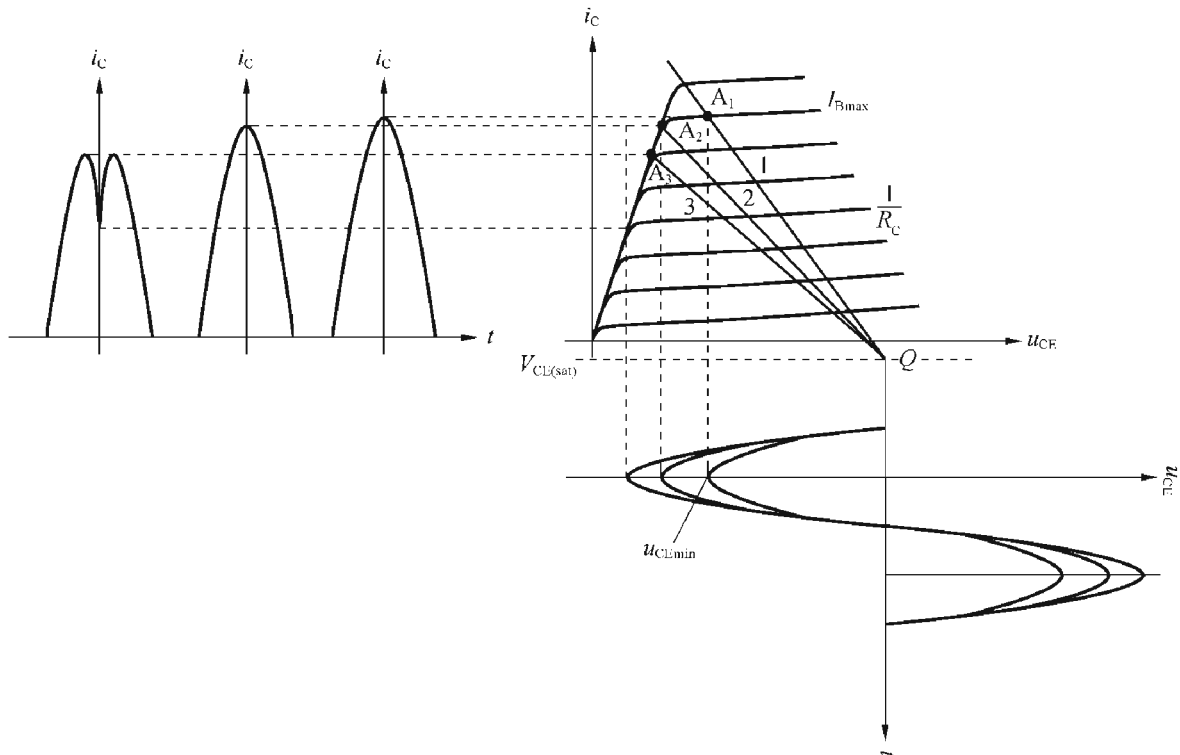


图 5-13 高频功率放大器的图解分析

(1) R_C 较小时，放大器的负载线如图中的 QA_1 。在此情况下，当 $i_B = i_{Bmax}$ 时，功率放大器尚未达到饱和，集射间电压的最小值还未达到其饱和压降值，即 $u_{CE\min} > V_{CE(sat)}$ 。

随着 R_C 的加大，负载线向左下方移动， u_{C1} 的基波电压分量的幅度随 R_C 加大而增加，集

电极电流 i_c 的波形基本不变，仅幅度稍有减小，基波分量略有减小。所以 R_C 增大时，输出到灯管的功率 $U_{C1} \cdot I_{C1}$ 随 R_C 的加大是上升的。放大器的效率也有所提高。

通常称这种状态为欠压状态，它的特点是输出功率及效率均随负载电阻 R_C 的加大而上升。

节能灯电路一般不工作在这种状态，因为三极管导通时，集电极电压较高，功耗较大，发热严重。

(2) $R_C = R_{cj}$: 这时当 $i_B = I_{Bmax}$ 时，功率管刚好达到饱和，如图中负载线 QA_2 所示，集电极间最小电压 u_{CEmin} 恰好等于 $V_{CE(sat)}$ ，集电极电流 i_c 仍为尖顶脉冲。

这种情况称为临界状态，负载电阻称为临界负载电阻 R_{cj} 。

(3) $R_C > R_{cj}$: R_C 再增大，负载线变为 QA_3 ，功率管处于过饱和状态， $u_{CEmin} < V_{CE(sat)}$ ， $u_{CB} > 0$ ，三极管的两个 PN 结均处于正偏，随 R_C 的加大，集电极电流 i_c 波形出现凹陷。 R_C 越大，凹陷越深，这是因为集电结为正偏， $u_{CB} > 0$ ，集电极向基极注入载流子，引起集电极电流倒向的缘故。正向偏置越大，倒向电流越大，总的集电极电流减小，凹陷也越深，此时，基波功率输出也随之减小。

输入放大器的直流功率 P_0 ，集电极电压及电流基波分量 u_{C1} 、 I_{C1} 、直流电流 I_{C0} ，效率 η 随负载 R_C 变化的情况如图 5-14 所示。

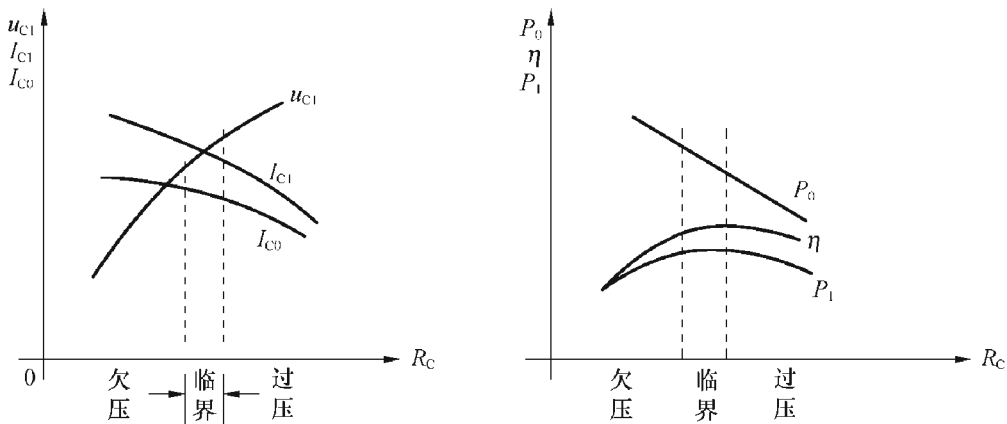


图 5-14 功率放大器中各个参数随 R_C 变化的情况

一般来说， R_C 选择以弱过压状态为宜，这时在 $i_B = i_{Bmax}$ 时，电路进入饱和状态， u_{CEmin} 较小，输出功率较大，集电极功耗较小，效率较高，用示波器观测时，集电极电流波形如图 5-15 所示。

由图可见，集电极电流有一个凹陷，说明集电极为正偏，集电极向基极注入载流子，引起集电极电流倒向。过压状态越深， i_c 电流波形凹陷越大。用 HB-3A 测试电子节能灯及电子镇流器的输出特性，如输入镇流器功率 P_1 与

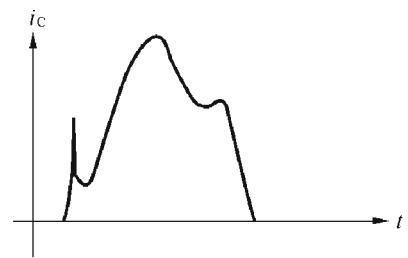


图 5-15 半桥逆变器中三极管电流 i_c 波形

灯管功率 P_{LA} 之差较小，则说明电子镇流器本身损耗较小，管子效率较高，发热较轻。在调试电子节能灯或电子镇流器时，我们希望 P_1 与 P_{LA} 之差要小，而且输入电压在 200~250V 范围变动时，电路的工作状态和电流波形都变化不大，这个差值仍然较小，管子本身发热也不厉害，这样即使电源电压波动，电子镇流器的工作仍是可靠的。

二、双极型三极管的选择

关于三极管参数的选择，不能过分强调某一参数，应综合考虑，权衡各方面的利弊，做出适当抉择。

1. 集射极间的反向耐压 BV_{CE}

如果考虑晶体管为电阻性负载，则它所承受的峰值电压等于整流、滤波后的平滑电压 V_{DC}

$$V_{DC} \leq \sqrt{2}V_I \quad (5-12)$$

考虑电网电压的波动，即使电压为 280V，此电压也不会超过 396V，可见取 $BV_{CEO} = 400V$ 是可以满足要求的。而且在电子镇流器的半桥逆变电路中，大多在基射极之间仅接有小电感（磁环变压器次级）及基极电阻，直流电阻很小。在 $BV_{CEO} = 400V$ 的情况下， $BV_{CER} = 700V$ ，完全能满足集射极间反向耐压的要求。

一般 BV_{CEO} 值小的管子，其饱和压降及开关参数要比 BV_{CEO} 值大的管子在同情况下要小一些，因而损耗小一些，发热少一些。

如果有感性负载，或者基射极间串有电容，其 BV_{CER} 值接近 BV_{CEO} ，应考虑集射极间的反向耐压，并留有一定余量。

2. 集电极电流 I_C

应考虑稳态下所需要的集电极峰值电流。如灯管功率为 P_{LA} ，灯管压降为 U_{LA} ，则集电极峰值电流近似为

$$\hat{I}_C = \sqrt{2} \frac{P_{LA}}{U_{LA}} \quad (5-13)$$

以某一 3U 24W 灯为例，其实测参数为：输入功率为 23.7W，灯功率为 21.8W，灯管电压为 102V，则集电极峰值电流为

$$\hat{I}_C = \sqrt{2} \times \frac{21.8}{102} = 0.302(A)$$

如果考虑到灯管电流的波峰系数 (CCF)，再加上启动电容的电流，则三极管集电极电流还要适当加大一些（在本例中 $CCF = 1.53$ ），则集电极电流峰值应取为

$$\begin{aligned} \hat{I}_C &= CCF \cdot \frac{P_{LA}}{U_{LA}} \\ &= 1.53 \times \frac{21.8}{10.2} = 0.327(A) \end{aligned} \quad (5-14)$$

在启动条件下，所需要的集电极电流峰值还要更大一些。

从以上分析中，对于 3U 24W 节能灯，选用 $I_C = 1.5A$ 的 13003 管子，从集电极电流的角度来看是完全足够的，关键是如何调整电路参数，使其工作于最佳状态。

在无源功率因数校正电路中，由于提供给三极管的直流电压波动较大，灯管电流的波峰系数 CCF 一般远大于 $\sqrt{2}$ 。一般 $CCF = 1.9 \sim 2.2$ ，或甚至更大一些，这时用式 (5-14) 计算集电极电流峰值更恰当一些。

3. 开关参数 t_r 、 t_f 、 t_s

在分析三极管的开关损耗中，我们知道集电极损耗以过渡损耗为主，要求上升时间 t_r 及下降时间 t_f 要小，这样才可以减小三极管的损耗，降低其发热量。一般 t_f 为 $0.5 \sim 0.8 \mu\text{s}$ 。

在以上开关参数中存储时间 t_s 是最长的（见图 5-5），它主要影响电路的振荡频率和管子的导通时间。如果两管的存储时间不一致，会造成两管导通时间不等，集电极电压波形上下不对称，从而使两管负担不均，其中一个管子过热，容易使之提早失效，线路的谐波成分增加，对外界产生电磁干扰（辐射与传导干扰）。

4. 放大倍数 h_{FE}

目前国内许多镇流器生产厂家均选用 h_{FE} 较小的管子，以免晶体管过分饱和，增加损耗，造成管子过热。事实上，晶体管饱和深度受基极电流 i_B 及 h_{FE} 共同制约。在管子参数一定的前提下，通过改变磁环变压器的次级圈数，改变三极管基极电阻、发射极电阻，都会影响到管子的饱和深度。只要适当调整相关参数，做到在输入电压为 $200 \sim 250\text{V}$ 范围内管子温升不高，即便采用 $h_{FE} = 30 \sim 40$ 的管子（例如 TO-126 封装的 13003）也是允许的，即允许采用 h_{FE} 大的管子，而不必一定非要把 h_{FE} 限定为 $10 \sim 15$ 不可。

5. 二次击穿及安全工作区

一般 BV_{CEO} 大的管子，其安全工作区也大。安全工作区给出了晶体管所能承受的功率限制。由于结温上升，二次击穿的耐量将有所下降，根据图 5-11 所给出的降额曲线，可以在给定的电压下决定所允许的集电极电流。

在无源功率因数校正电路中，一般管子要承受较大的电流、电压冲击，因此对二次击穿及安全工作区要留有足够的余量，否则，电路的可靠性是很差的。

第七节 高频高增益的双极型器件

为了改善双极型晶体管的开关特性，减少管子的损耗，通常在电路上采取一些措施，避免管子进入深饱和，减小少数载流子的存储效应及其带来的不利影响。为此，可以在基集极之间接二极管，使三极管的集电极电压至少比基极电压低 0.6V ，这样管子无法进入深饱和。所接的二极管应是快速的开关二极管，其工作频率不得低于 30kHz 或更高，集电极电源电压应高于反向击穿电压的两倍。也可以采用有源抗饱和电路，电路如图 5-16 所示。

图中， VT_1 是 NPN 管，为主晶体管， VT_2 是 PNP 管，作为有源抗饱和之用。一旦 VT_1 进入临界饱和状态，发射结及集电结均处于正向偏置，集电极电位比基极更低， VT_2 导通，它将流入 VT_1 的基极电流分流，不使其基极电流过大，避免 VT_1 过分饱和。 VT_1 的饱和程度越深，其集电极电位越低，则 VT_2 的分流作用越

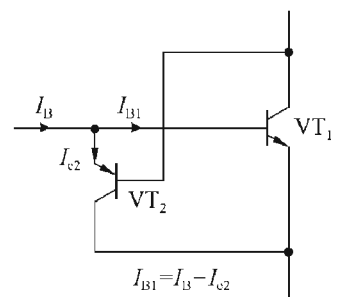


图 5-16 有源抗饱和电路

明显；反之，一旦 VT_1 脱离饱和，进入放大区，其集电极上升，则 VT_2 自动关闭，不起作用。

基于上述原理，美国 Motorola 公司推出了 H2BIP 系列功率开关器件，即高频高增益双极型晶体管 (High Frequency High Gain Bipolar Transistor)，简称为 H2BIP，其图形符号及内部结构如图 5-17 所示。

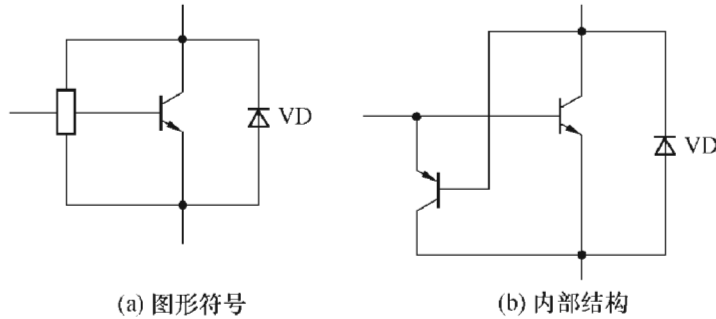


图 5-17 H2BIP 管符号及内部结构

二极管 VD 起阻尼作用，由于 PNP 管的存在，大大减少了 VT_1 的存储电荷及存储时间，从而减少了管子的开关损耗和温升。

表 5-5 是 H2BIP 系列的主要产品型号封装形式及参数，表中 BV_{CEO} 代表基极开路时的集电极的击穿电压， $V_{CE(sat)}$ 表示晶体管的饱和压降。

表 5-5 H2BIP 产品型号及参数

型 号	封 装 形 式	BV_{CEO} (V)	BV_{CES} (V)	I_C (A)	h_{FE}	t_s (μs)	$V_{CE(sat)}$ (V)	P_D (W)
BUD44D2	TO-220AB	400	700	2	20-32	2.35	≤ 0.65	25
BUL44D2	TO-220AB	400	700	2	20-32	2.35	≤ 0.4	50
BUL45D2	TO-220AB	400	700	5	20-34	2.35	≤ 0.47	75
MJE18002D2	TO-220AB	450	1000	2	14-25	2.40	≤ 0.6	50
MJE18604D2	TO-220AB	800	1680	3	20-40	4.0	≤ 1.25	100

图 5-18 给出了用 H2BIP 型三极管 BUL45D2 组成的 55W 荧光灯电子镇流器的电路图。

图中的上半部分为有源功率校正电路（有关它的工作原理将在第七章予以介绍），它可以在输入电源 110~265V 范围内，使功率因数 $PF \geq 0.99$ 。这个电路由 8 脚集成电路 MC33262、场效应管 IRF830 (VT_1)、电感（升压） T_{1a} 、快恢复二极管 VD_6 组成。电感的副边 T_{1b} 及二极管 VD_5 为 IC 提供低压电源（在接通电源的开始，由整流电源经 R_3 降压提供，而一旦 MC33262 工作，便由 T_{1b} 副绕组整流供给低压电源）。有源功率校正电路在 C_7 上产生 400V 的恒定电压，驱动半桥逆变器电路工作。

图中的下半部分为典型的半桥逆变器，功率开关三极管 VT_2 、 VT_3 由 H2BIP 型三极管 BUL45D2 承担， R_{16} 、 R_{17} 、 C_{13} 、齐纳二极管 VD_{13} (10V)、 R_{15} 与可控硅 VS_1 等组成异常保护电路，一旦电路出现异常状态，在 VS_1 的控制极上有触发信号出现， VS_1 导通， $VD_9 \sim VD_{12}$ 整流桥短路，使振荡停止工作，半桥逆变器不再有方波输出，保护功率开关三极管 VT_2 、 VT_3 不至损坏。

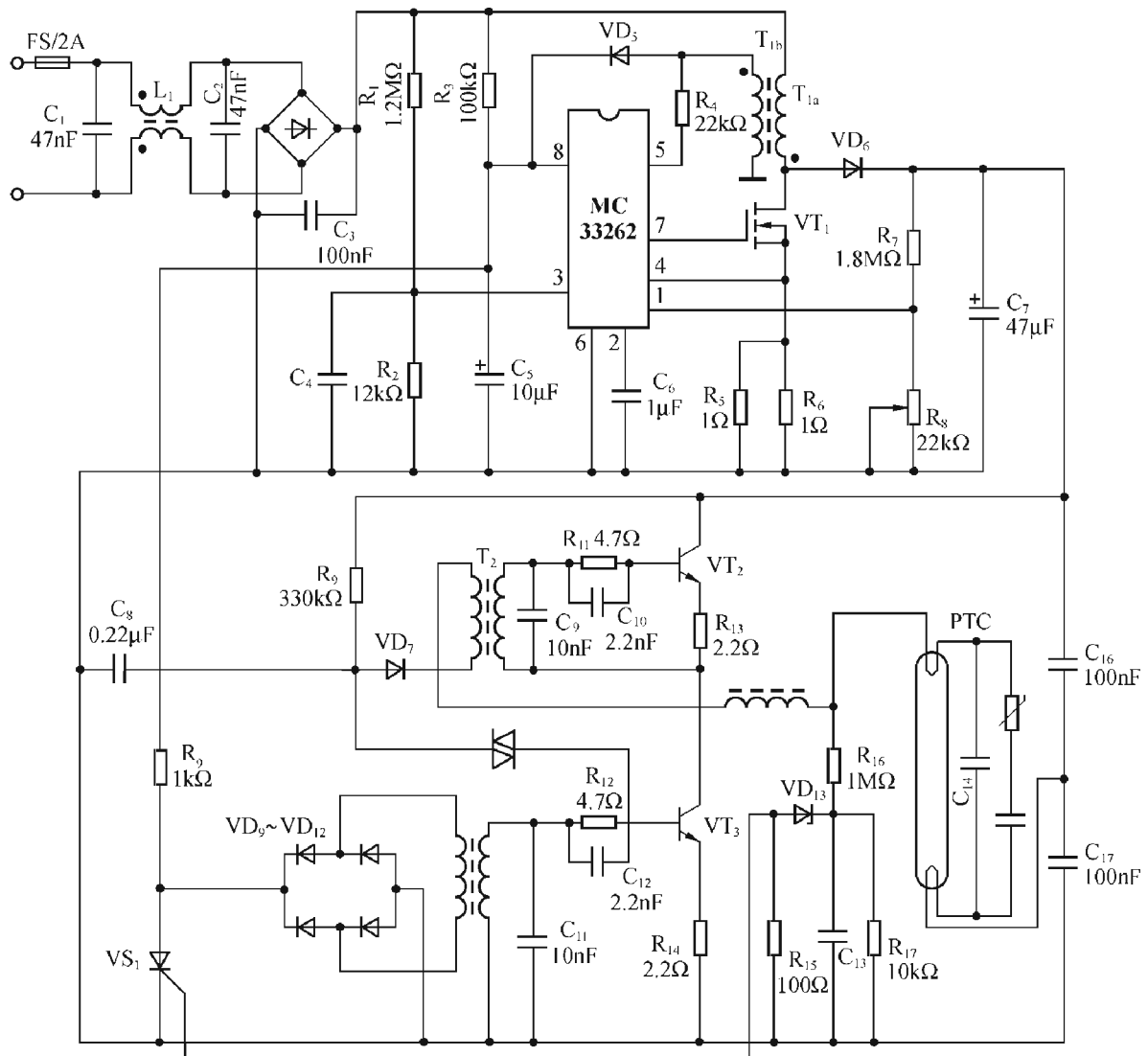


图 5-18 55W 荧光灯电子镇流器电路图

第八节 MOS 场效应功率开关管

MOS 场效应管 (FET) 由于它本身的独特性能, 与双极型功率开关管相比, 有着明显的优势。场效应管是靠多数载流子工作的单极型器件, 不存在少数载流子存储效应, 也没有二次击穿问题, 因而其损耗较小, 安全工作区较大, 热稳定性较好, 工作频率较高。此外, 它的栅极、源极之间是由氧化层隔离的, 栅源之间不存在电流, 靠栅极电压来驱动, 不像双极型晶体三极管 (BJT) 那样要用电流驱动, 需要较大的功率来驱动, 相对来说电路较简单。因此目前大多数电子镇流器中的专用集成电路都是针对驱动场效应管或 IGBT 来设计的, 如功率因数校正电路的控制器集成电路和荧光灯管驱动器集成电路就是这样。

场效应管有 P 沟道与 N 沟道之分, 对每一种沟道又可进一步分为增强型和耗尽型两种。增强型场效应管和双极型三极管一样, 在驱动电压为零时, 具有输出电流 (漏极电流) 为零的常闭特性。在电子镇流器及开关电源中用作功率开关器件的均为增强型器件。

一、MOS 场效应管的特性曲线

场效应管的输出特性是漏极电流 i_D 与漏源电压 u_{DS} 之间关系曲线，它的转移特性是漏极电流 i_D 与栅源电压 u_{GS} 之间关系曲线如图 5-19 所示。

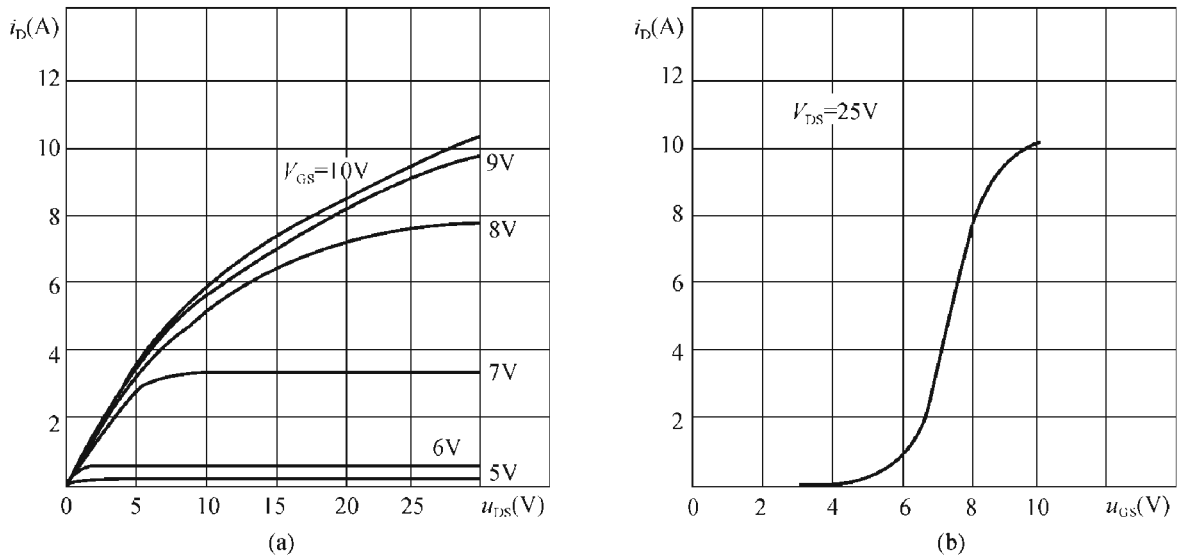


图 5-19 场效应管 IRF830 的特性曲线

由图 5-19 可以看出，漏极电流是受 u_{GS} 控制的， u_{GS} 增加， i_D 也增加，因而是一种压控器件。由图 5-19 (b) 可知，当 $u_{GS} \leq 3V$ 时， $i_D = 0$ 。因此这是一种增强型器件的特性曲线，其门限电压 $V_{GS(th)} = 3V$ 。

图 5-20 给出了 IRF830 的外形及符号图，MOS 管内部集成有阻尼二极管，省去从外部连接一个快恢复二极管，使用起来，比较方便。

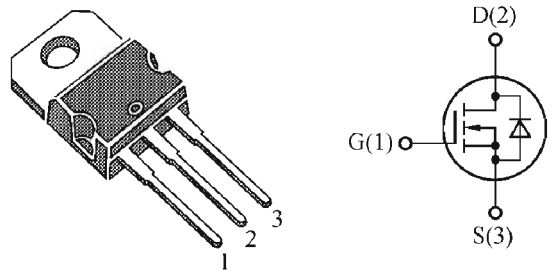


图 5-20 IRF830 外形及符号图

表 5-6、表 5-7 给出了 IRF830 的一些参数。

表 5-6 IRF 830 的静态参数

符 号	参 数	值	单 位
V_{DS}	$u_{GS} = 0$ 时漏源电压	500	V
V_{DGER}	$R_{GS} = 20k\Omega$, 漏源电压	500	V
V_{GS}	栅源电压	± 20	V
I_D	漏极电流 (连续) $T_c = 25^\circ C$	4.5	A
	漏极电流 (连续) $T_c = 100^\circ C$	2.9	A
$I_{DM(1)}$	漏极电流 (脉冲)	18	A
P_{tot}	总功耗 $T_c = 25^\circ C$	100	W
	降额因子	0.8	W/ $^\circ C$
$\frac{dV}{dt}$ (2)	二极管恢复电压斜率的峰值	3.8	V/ns
T_j	最大工作结温	150	$^\circ C$
$R_{th\ j-case}$	结与外壳间热阻	最大为 1.25	$^\circ C/W$
$R_{th\ c-sink}$	壳与外壳间的热阻	典型为 0.5	$^\circ C/W$

说明：(1) 脉冲宽度受安全工作区限制

$$(2) I_{SD} \leq 4.5A, \frac{di}{dt} \leq 75A/\mu s, V_{DD} < V_{(BR)DSS}, T_j \leq T_{jmax}$$

表 5-7

IRF830 的动态参数

符 号	动态参数及测试条件	最 小	典 型	最 大	单 位
g_{fs}	正向跨导 $V_{DS} < I_{D(ON)} \times R_{DS(ON)}$, $\max I_D = 2.7 A$	2.5			S
C_{iss}	输入电容		610		pF
C_{oss}	输出电容 $u_{DS} = 25V$, $f = 1MHz$, $u_{GS} = 0V$		120		pF
C_{rss}	反向转移电容		10		pF

二、MOS 场效应管与 BJT（双极型器件）特性比较

表 5-8 给出了场效应管与双极型器件特性的比较。从表中可以看出，与双极型器件相比，MOS 管的优点大于缺点，瑕不掩瑜。目前在大多数大功率电子镇流器及开关电源中，MOS 管已得到越来越多的应用。

表 5-8

MOSFET 与 BJT 之比较

项目区别	MOSFET	BJT
输入阻抗	输入阻抗大 输入电容大，约 1000pF	输入电阻小
驱动方式	电压驱动，驱动功率小，可直接由 CMOS 或 TTL 驱动，或由专用集成电路驱动	电流驱动，驱动条件影响开关速度及开关损耗，驱动电路需精心设计
开关速度	无存储时间影响，很容易达到 10~20ns 开关时间，工作频率高	有少数载流子存储效应，存储时间为 0.5~2 μ s，采取措施可降低到 150~300ns，工作频率低
安全工作区	无二次击穿，安全工作区大	有二次击穿，安全工作区小
h_{FE} 与 g_{fs} 的温度特性	跨导 g_{fs} 随结温的上升而下降， i_D 具有负温度系数	在电流不太大时， h_{FE} 随结温的上升而上升， i_C 具有正温度系数
开通电压	大电流工作时，通导电阻大，开通电压高，且具有正温度系数，导通损耗大	开通电压低，具有负温度系数，导通损耗小
产品品种	品种较少，但日益增多	品种繁多
价格	较高	低

三、MOS 场效应管的驱动

在半桥逆变器电路中，采用 MOS 管作为开关器件，需要在其栅极加足够高的驱动电压，如这个电压由脉冲变压器提供，则应在磁环次级绕较多的圈数（15~20 圈）。因为 MOS 管的栅源之间是一个很薄的氧化层，耐压很低（如表 5-6 中 $V_{GS} = \pm 20V$ ）。所以还要在磁环变压器次级并接两个背靠背连接的稳压二极管，限制驱动电压的幅度，稳压二极管的稳定电压为 13~16V 左右。图 5-21 是这种驱动电路的原理图。图中 C_{iss} 是 MOS 管的输入电容，并非是外接的。

由于栅源之间存在较大的输入电容，当输入正电压时，会有较大的充电电流，所以在输入电路中串接一个限流电阻 R_1 ，但此电阻不能太大。太大，开关速度降低，开关时间增加，一般 R_1 为 100 Ω 或更小。

为了加速 MOS 管漏极电流 i_D 的下降时间，可以在 MOS 管栅源间接入图 5-22 所示电路。当栅极驱动电压突然下降到

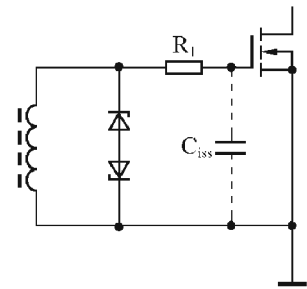


图 5-21 MOS 管的驱动电路

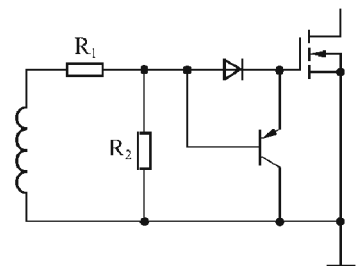


图 5-22 减少漏极电流下降时间的栅极驱动电路

门限电压 $V_{GS(th)}$ 值以下时，MOS 管由导通变为截止，PNP 管导通，为输入 C_{iss} 提供放电通路，使栅源电压迅速下降，从而使漏极电流迅速下降。

当采用高压 MOS 栅极驱动集成电路，如用 IR2153 来驱动 MOS 管时，由于集成电路提供的驱动电压在 13V 以下（内部有钳位电路），可以无需外接稳压二极管限幅；另外 IC 的驱动输出为推拉结构（图腾柱结构），能提供 500mA 左右或更大的源电流或灌电流，上升时间及下降时间仅为几十纳秒，足以驱动功率 MOS 管栅极。驱动电路可采用图 5-23 所示形式。

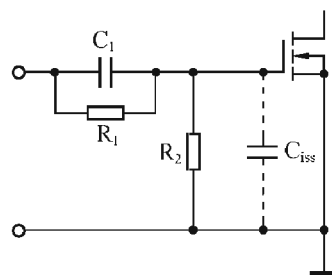


图 5-23 由集成电路驱动 MOS 管的外接电路

图中 C_1 为加速电容， R_2 为下拉电阻， C_1 和 R_2 形成脉冲分压电路将集成电路的驱动输出加到 MOS 功率开关三极管的栅极， C_1 的加速作用前面已经提到，这里不再重复。这种驱动电路可以保证开通与关断时间均在 50ns 以内， R_2 对驱动电路是一个负载，其值不能太小，一般取值为几十千欧，由集成电路提供的驱动信号，能保证 MOS 管正常工作。

四、MOS 场效应管的安全工作区

场效应管的安全工作区在低压大电流区受通导电阻 R_{DS} 限制，但在高压小电流区没有二次击穿问题，因此其安全工作区较双极型三极管宽。

图 5-24 给出了 IRF 830 的安全工作区，图中实线画出了它在直流工作时的安全区，虚线为交流工作时的安全工作区，脉冲越窄，安全区越宽。图中还画出 BUL 128 直流工作条件下的安全工作区。从图中可以看出，MOS 管在大电压区域的安全工作区比双极型三极管要大一些。

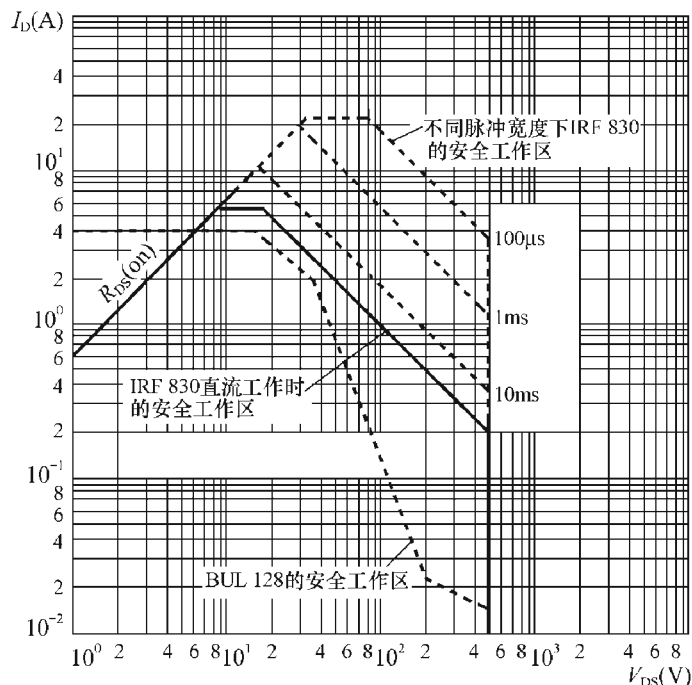


图 5-24 IRF 830 的安全工作区

MOS 管的主要缺点是导通电阻较大，而且随温度的增加而上升，如图 5-25 所示。这样当它工作在大电流开关状态时，其导通损耗较大，这是它不及双极型三极管的地方。图中

$R_{DS(on)}$ 以结温 20°C ， $V_{GS}=10\text{V}$ 的电阻为 1 时画出的。

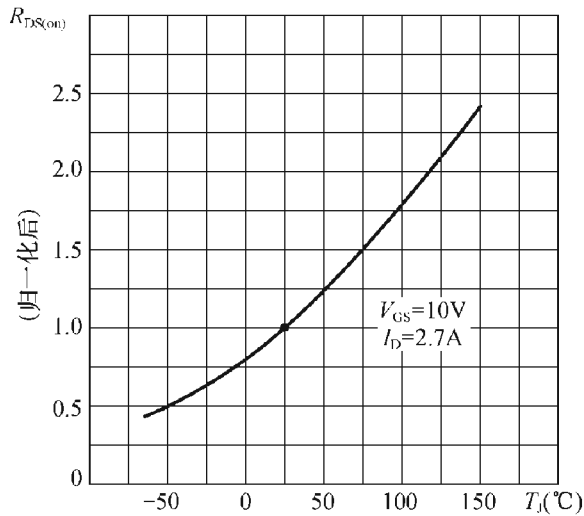


图 5-25 导通电阻 R_{DS} 随结温的变化曲线

此外，大多数 MOS 管能承受的电压变化率 $\frac{du}{dt}$ 较小，如 IRF 830 的 $\frac{du}{dt}$ 为 3.5V/ns 。为了防止器件损坏，应在漏极电路中接入 RC 缓冲网络。

一般来说，在小电流高频工作状态下，MOS 管比双极型三极管（BJT 管）要好一些，因为它在小电流下的导通损耗较小。在高频下，它的损耗也小一些，如在 $1\text{A}/200\text{kHz}$ 情况下，MOS 管的开关效率可达 98% 左右。

第六章 电子节能灯及镇流器的输入特性及减小输入电流谐波的方法

本章介绍了电子镇流器输入电流谐波产生的原因、电流谐波失真的表示方法和所产生的危害。此外，还讨论了为减小输入电流谐波失真在电路设计上所采取的一些措施，比较了它们的优缺点。

第一节 电子节能灯及镇流器输入电流的谐波

电子镇流器和开关电源一样，都是将输入交流电源直接加到由非线性二极管所组成的桥式整流电路（或倍压电路）进行整流，再通过大容量的电解电容器滤波，变为平滑的直流电压，供给逆变电路。由于二极管的单向导电性和电解电容存储电荷的作用，只有当输入电压超过电容器上的电压时，二极管才会得到正偏而导通；如果输入电压瞬时值低于电解电容器上的电压，此时二极管将截止，而由电解电容器提供电荷向负载放电，不再由输入电源支取电流。当负载电流较小时，电解电容器上电压下降不多，只在输入电压正弦波峰值附近很短的一段时间内，才有电流流入电容器，这个电流是一个尖脉冲，如图 6-1 所示。

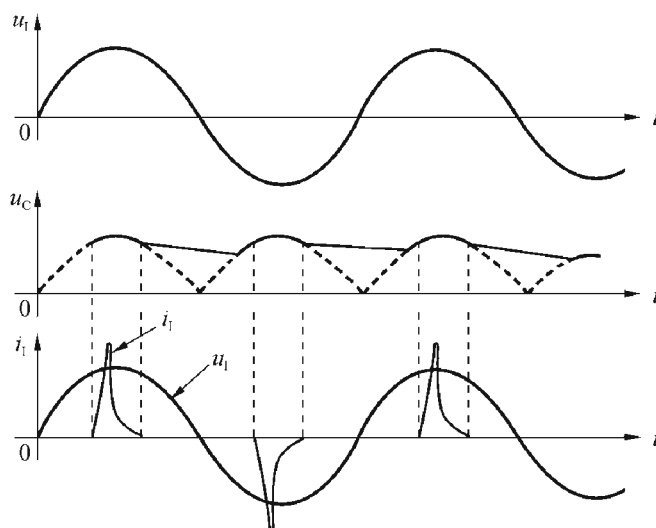


图 6-1 电解电容器上电压及输入电流波形

图 6-2 是用杭州远方仪器公司的 HB-3A 对一种 3U 20W 低功率因数的节能灯所测出的输入特性。由图可知，电流的峰值为 0.836A，而有效值为 0.196A，电流持续时间很短，只

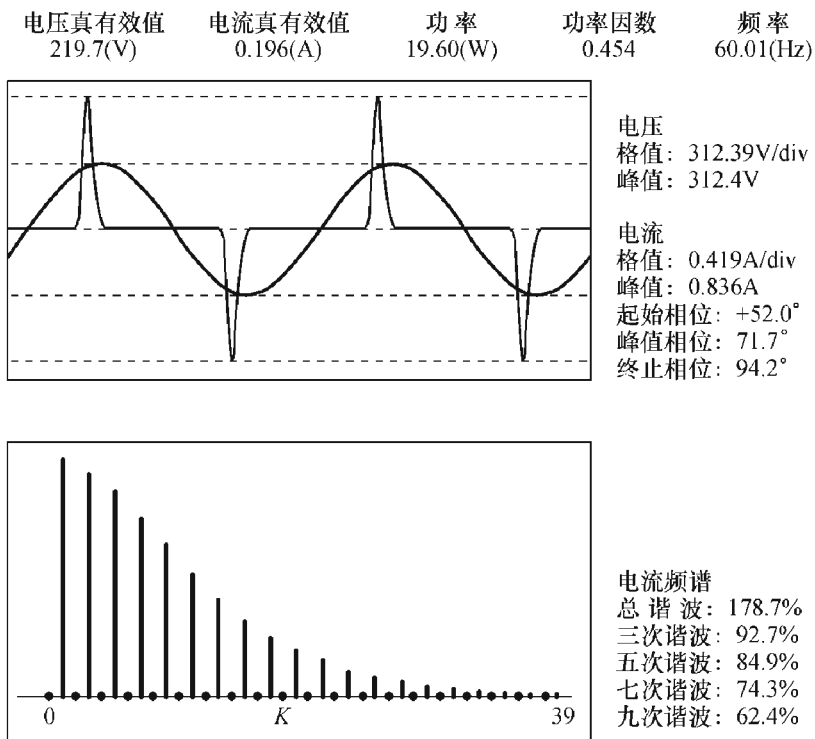


图 6-2 用 HB-3A 实测的节能灯输入特性示例

有 $\frac{94.2^\circ - 52^\circ}{180^\circ} \times 10\text{ms} = 2.33\text{ms}$, 约占 1/10 周期, 是一个很窄的脉冲, 因而该电流波形谐波含量是很丰富的。正如仪器所分析的, 总谐波有效值与基波有效值之比为 $178.7\% = 1.78$, 大量谐波的存在, 无疑对电网将产生不良影响。

在同一功率下, 如所用的电容器的容量愈大, 则输入电流的脉冲宽度愈窄, 电流的持续时间愈短; 反之, 电容量愈小, 输入电流的脉冲愈宽, 电流的持续时间愈长。这是因为在电容量小时, 电容器放电厉害, 将放电到较低电压, 从而需在较长时间内充电加以补充, 所以输入电流波形才会变宽。

在下面几节中将研究这样一些问题: 这种非正弦输入电流波形是如何加以描述的, 它对电网有什么危害, 在国家标准中做了怎样的限定, 以及在电路设计上应当采取何种措施加以校正和补救。

第二节 电子节能灯及镇流器输入电流的谐波含量及其表示方法

这里先研究输入电流谐波含量的表示方法, 然后讨论它的危害。

一、输入电流谐波含量的表示方法

对图 6-1 所示的输入电流波形, 按电工学原理, 可以分解为许多正弦波的叠加和, 其中包含基波、二次谐波、三次谐波……。各次谐波的频率为基波的整数倍, 并分别有不同的相位 φ_1 、 φ_2 、 φ_3 ……

一般说来，如果不采取功率因数校正电路，电子节能灯及电子镇流器都是低功率因数的，输入电流中基波分量只占其中一小部分，而二次谐波及其以上的各个谐波含量却十分丰富，它们的总有效值甚至比基波的有效值还要大，例如在前面所举的实例中，二者之比为 1.78 : 1。

为了说明谐波含量的多少，我们引入电流总谐波失真 THD_1 (Total Harmonic Distortion of Current) 这个参数，其定义为

$$THD_1 = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots + I_n^2}}{I_1} 100\% \quad (6-1)$$

式中 I_1 为基波分量的有效值。

I_2 、 I_3 …… I_n 分别为 2 次、3 次…… n 次等各次谐波电流的有效值。

低功率因数电子镇流器或电子节能灯的 THD_1 一般都很大，超过 120% 甚至达到 160% ~ 180%。过去对小功率的低功率因数节能灯的 THD_1 这一参数并不提出定量要求，近年来随着对节能灯电路认识的深入，考虑到谐波失真对电网的污染，分别对小功率（功率小于或等于 25W）及大功率（功率大于 25W）的灯的谐波含量做了不同的要求和限制。

二、电流谐波的危害

我国原来的标准《普通照明用自镇流荧光灯性能要求 GB/T17263-1998》及《管形荧光灯用交流电子镇流器性能要求 GB/T15144-94》完全等同于 IEC929: 1990。对应于以后出台的 IEC 标准 IEC61000-3-2: 1995，我国的新标准为 GB17625.1-1998。在旧标准 GB/T17263-1998 及 GB/T15144-94 中对电子节能灯和电子镇流器的谐波含量要求，等同地采用了 IEC929: 1990 中照明电器大于 25W 的谐波考核部分，而把小于或等于 25W 的谐波考核要求给删除了，从而不分功率大小，一味片面地强调了对谐波的考核要求。结果，对于小功率灯的电流谐波含量限定值来说，片面地做了过于苛刻的要求，而牺牲了对灯电流波峰比的要求，使后者大大超出了规定值的要求；对大功率灯来说，又不适当地降低了对谐波含量限定值的要求。这里，为了说明新旧标准的差别，不妨用列表形式，对两者加以比较，如表 6-1 所示。

表 6-1 新旧标准中对谐波含量限量的要求

谐波次数		2	3	5	7	9	11~39
标准		%	%	%	%	%	%
GB/T15144-94	H 标志	5	37λ	/	/	/	/
IEC929: 1990	L 标志	5	30λ	7	4	3	2
	大于 25W	2	30λ	10	7	5	3
GB17625.1-1998		/	86	61	输入电流应在 60° 或之前开始导通，在 65° 或之前达到最后一个峰值，并在 90° 之前不停止导通，基波电压在 0° 时过零点		
IEC (61000-3-2): 1995	小于或等于 25W						

从表 6-1 可以看出，新标准对于大于 25W 的节能灯，除了二次谐波外，其余 3、5、7、9、11~39 各奇次谐波的要求均低于 GB/T15144-94 (IEC929: 1990) 中 L 级的要求，而又明显高于 H 级的要求。

为什么要做这样的修改呢？这是因为经过 10 多年使用节能灯以后，人们对这类电器所产生的谐波给电网带来的影响，已经有了清楚而又全面的认识。我们知道，电子镇流器及电子节能灯输入电流的 2 次、3 次……各次谐波对于供电电网会造成污染，特别是在大面积集中密集使用节能灯时，这种污染将十分严重。其中偶次谐波是非镜像对称波形，它使供电回路电流正负半周不对称，尤以含量较大的二次谐波的影响最为明显，它的直流成分使电网中电力变压器的铁心产生局部磁化，损耗增大，严重时会使烧毁变压器，危及电力运行的安全。新标准中对二次谐波的考核要求由原来的 5% 加严到 2%，正是基于这一原因。

在三相四线制供电系统中三次谐波及与三次呈整数倍的高次谐波，则会使电网的相电流无法在中线中相互抵消，结果使中线电流加大，这将会造成中线超负荷运行，中线过载发热。由于我国电力系统中中线较细（比相线还细），中线超负荷运行则容易引起火灾。另一方面，中线电流过大，还会引起三相电压不均衡，其中一相电压很高，严重时会使该相电路中的电器烧毁。

但是，对这个问题也不要谈虎色变，因为在分散使用电子节能灯的情况下，居民家庭中还有许多其它电器设备，它们的用电量远远超过几支或十几只节能灯的用电量，因而对总电量所起的影响是微乎其微的。有报刊报导，瑞典 NOTEK 在斯德哥尔摩近郊进行试验，在 17 户居民家庭中使用了 106 只节能灯，测量表明电网电压波形的畸变并不严重。我国在上海市一个居民小区进行的试验也表明：每户居民都使用了不少节能灯，它们对电网的影响也并不大，所造成的污染基本上是很小的。

第三节 电子节能灯及镇流器的线路功率因数

对线路的功率因数（Power Factor）的讨论，我们不妨从电工学中提到的线性系统的功率因数谈起。

一、线性系统的功率因数

在日常生活中我们所接触的一些家用电器既有像白炽灯泡、电炉、电烙铁、电熨斗这类纯电阻负载的电器装置，也有像电风扇、空调、电冰箱、抽油烟机这类既有电阻又有电抗的阻抗负载的设施。它们共同的特点是供电系统的电压和这些电器设备的输入电流都是同一频率的正弦波，惟一不同的是输入电流和输入电压间相位差可能为 0，也可能不为 0，两者间可以同相（电阻负载），也可以不同相（电抗负载）。

对于白炽灯这类纯电阻性负载，电流和加在输入端的电压是同相位的。设输入电压为纯粹正弦波，有效值为 V_1 ，频率为 ω ，则输入电压 u_1 可表示为

$$u_1(t) = \sqrt{2}V_1 \sin \omega t$$

而输入电流 i_1 为

$$i_1 = \frac{u_1(t)}{R} = \sqrt{2}I_1 \sin \omega t$$

送入负载的功率

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T} \int_0^T i_1(t) u_1(t) dt = 2V_1 I_1 \int_0^T \sin^2 \omega t dt / T \\ &= V_1 I_1 \end{aligned} \tag{6-2}$$

对于像电冰箱、空调这一类既有电阻又有电抗的负载，输入电流和输入电压是不同相的。两者间存在相位差 φ_1

$$u_1 = \sqrt{2}V_1 \sin \omega t$$

$$i_1 = \frac{\sqrt{2}I_1}{\sqrt{R^2 + X^2}} \sin(\omega t + \varphi_1)$$

如为感性负载，则 φ_1 为负值，电流滞后于电压；如为容性负载，则 φ_1 为正值，电流超前于电压。送到负载的平均功率为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u_1(t) i_1(t) dt$$

$$= \frac{1}{T} \int_0^T \sqrt{2}V_1 \sin \omega t \cdot \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) dt$$

$$= \frac{2}{T} V_1 I_1 \int_0^T (\sin^2 \omega t \cos \varphi_1 + \sin \omega t \cos \omega t \sin \varphi_1) dt$$

$$= V_1 I_1 \cos \varphi_1$$

在电工学中，定义 $S = V_1 I_1$ 为视在功率，并定义

$$\lambda = PF = \frac{P}{S} = \cos \varphi_1 \quad (6-3)$$

为线路的功率因数。

推广到电阻性负载， $\varphi_1 = 0$ ， $\cos \varphi = 1$ ， $\lambda = 1$ ，即电阻负载的功率因数为 1。

在阻抗性负载中，由于电抗的存在，交流电源需要提供较大的电流才能在负载上得到一定的功率。在一个正弦周期中的一段时间内有一部分能量先储存在电抗中，以后在另一段时间内这部分能量又从电抗反馈到电源。这一部分能量并不消耗在负载里，故称为无功功率。所以这种有电抗的负载实际消耗的功率并不大。但功率因数愈小，输入电流增加的愈多，例如 $\lambda = 0.5$ ，则电流要增加一倍。电流的增大，必然加大电网在线路上的损耗，同时还降低了电力变压器的利用率。因此，电力公司要求使用这类大功率负载的用户，必需采取补救措施，设法减小电流与电压间的相位差，提高电路的功率因数。

二、非线性负载的功率因数

前已提及，采用电子镇流器和电子节能灯这类负载，输入电流已不再是同电源电压一样的纯粹正弦波，而是一个非正弦的尖脉冲，一般这个电流可以表示为含有基波及各次谐波之和。

$$i(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$$

其中，基波电流有效值为 I_1 ，相位为 φ_1 ，频率为 ω ； n 次谐波的有效值为 I_n ，相位为 φ_n ，频率为 $n\omega$ 。输入电流的总有效值为

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}$$

$$= I_1 \sqrt{1 + \frac{I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_n^2}{I_1^2}}$$

$$= I_1 \sqrt{1 + THD_1^2} \quad (6-4)$$

在这种情况下，视在功率变为

$$S = V_1 I = V_1 I_1 \sqrt{1 + THD_1^2} \quad (6-5)$$

电流的谐波失真愈大，即 THD_1 愈大，视在功率 S 亦愈大。

电路的功率因数 λ (PF)

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{V_1 I_1 \cos \varphi_1}{V_1 I_1 \sqrt{1 + THD_1^2}} = \frac{\cos \varphi_1}{\sqrt{1 + THD_1^2}} \quad (6-6)$$

电流谐波失真 (THD_1) 愈大，则功率因数 λ 愈小，反之亦然。这就是说，两者是互相关联的，已知功率因数 λ 值，可以求得 THD_1 值。由式 (6-6) 知

$$THD_1 = \sqrt{\frac{\cos^2 \varphi_1}{\lambda^2} - 1} \quad (6-7)$$

应当指出，基波电流 I_1 与输入电压 $u_1(t)$ 之间的相位差 φ_1 并不是一个固定不变的值，跟电子节能灯和电子镇流器电路的具体形式、所用的电解电容器的容量、节能灯的功率大小有关。在低功率因数节能灯中， φ_1 值的范围大致在 $15^\circ \sim 30^\circ$ ，它基本上等于输入电流峰值的相位与电压峰值的相位之差值。例如，在图 6-2 中， $\varphi_1 \approx 90^\circ - 71.1^\circ \approx 18^\circ$ 。

一般，在电路形式一定（例如图 3-2 的半桥逆变电路）、元器件参数一定并且灯输出的功率小而电解电容器容量较大时，电解电容器充电的持续时间较短，充电电流基本上只出现在电压峰值附近的一小段时间内，所以 φ_1 值较小。反之，则 φ_1 较大。

例 6-1 表 6-2 中给出的是用 HB-3A 测试的一组电子节能灯的资料，以及根据功率因数 λ 计算出的 THD_1 。我们发现计算出来的 THD_1 值与实测的 THD_1 值是十分接近的，这说明公式 (6-7) 比较准确地反映出这类电路中 λ 与 THD_1 相互依赖关系。

表 6-2 THD_1 的实测值与计算值之比较

用 HB-3A 实测值							用公式 (6-7) 计算 THD_1	
型号	电压	电流	功率	功率因数	THD_1	φ_1	$\cos \varphi_1$	THD_1
2U7W 4.7 μ F	230V	0.072A	7.7W	0.47	175%	17°	0.956	177%
2U9W 4.7 μ F	220V	0.078A	8.5W	0.497	161%	17°	0.956	164%
3U20W 10 μ F	220V	0.173A	19.0W	0.497	153%	26°	0.937	159%
3U15W 10 μ Fx2	120V	0.183A	13.1W	0.603	97.4%	32°	0.848	99%
3U20W 22 μ Fx2	120V	0.314A	18.9W	0.508	143%	26°	0.898	144%
S18W 22 μ Fx2	120V	0.30A	18.0W	0.500	146%	26°	0.898	149%
S23W 22 μ Fx2	120V	0.356A	23.5W	0.55	120%	29°	0.874	123%
S26W 22 μ Fx2	120V	0.354A	24.6W	0.572	115%	31°	0.866	112%

以上测试说明：在低功率因数节能灯中，功率因数 λ 愈低，则电流谐波失真愈大，对电网的污染愈厉害。其次，公式 (6-7) 所反映的 λ 与 THD_1 之间关系与实际测试结果是吻合的。这样，可以通过此公式由功率因数来大致估算 THD_1 值。许多制造电子节能灯的厂家，

一般都具有测试整灯功率及功率因数的仪器，而未必一定有测试 THD_1 的仪器，此时可以利用公式 (6-7) 很方便地估算出 THD_1 值来。

在低功率因数的节能灯中，有人为了降低谐波失真，故意采用较小容量的滤波电解电容器，以为是一种既可以降低生产成本又能提高产品性能一举两得的办法。

当然，减小电解电容器容量，可以使输入电流的持续时间拉长，从而提高线路的功率因数 λ 、减小 THD_1 ，但笔者认为这种办法是不可取的，其原因有三：

① 电解电容器容量减小，则在同样灯功率下，电解电容器的充放电更厉害一些，它的纹波电流变大，这就提高了对电解电容器质量的要求，即要求它能承受较大的纹波电流。而纹波电流大时，电解电容器会严重发热，温度升高。如所熟知，电解电容器工作温度每升高 10°C ，其寿命将减小一半，可见减小 THD_1 是以降低整灯的可靠性为代价的。

② 电解电容器容量小时，电容器上的直流脉动电压起伏变大，最高与最低电压差别大，这就使工作于开关状态的三极管不能始终处于最佳工作状态，导致三极管发热厉害而温度上升，并进一步引起三极管参数恶化，功耗增加，温度上升。这种恶性循环在极端情况下，最终会使三极管烧坏。

笔者曾作过试验，对于 32W（或更大功率）的低功率因数一体化节能灯，如果电解电容取得过小，不管参数如何调整，都很难得到满意的效果；而当电解电容器的容量足够大时，适当调整电路的参数，就能减小电子电路的功耗、降低温升、提高整灯的可靠性。

③ 电解电容器容量小时，提供给半桥逆变电路的直流脉冲电压起伏变大，使灯管电流的高频包络线起伏变大，从而使灯电流的波峰系数 (CCF) 变大，既降低了灯管的寿命，又使灯的光通量起伏加大，长期在这种光照下工作，对人的视力是十分有害的。

由此可见，通过减小电解电容器容量提高功率因数、减小 THD_1 的办法是不足取的。既降低灯的可靠性、又降低了照明的质量，害处是很大的。其实最简单的办法，可以在交流电源的输入端串接一个 $10\Omega/2\text{W}$ （瓦数可小一些或更大一些）的电阻直接焊到灯头上。一般此电阻所引入的功耗并不大，它的热量也不会像三极管那样引起恶性循环，产生不良后果。此电阻可以减小浪涌电流，降低输入电流脉冲的峰值，从而降低 THD_1 值。实际使用中，可以将此电阻与保险丝串联，或直接选用保险电阻，由于它与灯头直接相连，有利于热量的发散，不会导致整灯温升增加太多。当然，如果要求 THD_1 一定要低于某一数值，就得在电路上采取适当而必要的措施，就不能采用这样简单的办法了。

第四节 功率因数的无源校正

为了减小输入电流的谐波失真，提高功率因数，必须采取一些特殊措施，通常称之为功率因数校正 (Power Factor Correction, PFC) 技术。这是提高电子节能灯和电子镇流器性能的一项关键技术，电子线路工程技术人员多年来为此做出不懈努力，并已取得了显著的效果。

要提高线路的功率因数，最主要的是增加输入电流的导通时间，使电源电流的波形接近电压的正弦波形，减小电流的波形失真。同时，还要减小输入电流与输入电压之间的相位差。

功率因数校正技术分无源 PFC 和有源 PFC 两种，前者在校正电路中不含有源器件，而仅由电阻、电容、电感、二极管等无源组件组成；后者在校正电路中包含有晶体管和专用集成电路。前者简单，但各项技术指标很难做到尽善尽美，只能做到差强人意。后者虽然较复杂，能有效地抑制输入电流的波形失真，减小 THD_1 ，将功率因数提高到接近 1 (0.99 以上)；输出的直流电压比较稳定，纹波电压较小，保证功率开关管处于最佳的工作状态；灯管电流波峰系数也很容易做到 1.4 左右；最后，它还允许输入电压在较大范围内变动，仍能保持输出功率恒定，使线路稳定而可靠地工作。所有这些优点，都是无源功率校正技术所无法做到的。但是这种电路比较复杂，在紧凑型节能灯外壳的有限空间中，我们很难将比较多的元器件安装进去。而且，过去受价格的制约，也较少地把这种有源功率校正集成电路应用在电子镇流器中。随着集成电路价格的逐渐降低，对电子镇流器性能要求的日益提高，在电子镇流器中采用有源功率校正电路已日见增多，而且会越来越多，这是一种必然的趋势。目前，在一体化电子节能灯中，仍然只有采用低功率因数或无源功率因数校正电路，以牺牲某些性能指标为代价，部分地满足市场对节能灯性能的要求。

为了引入功率因数校正的概念，我们在下节先介绍逐流电路，它的各项性能指标并不很好，不过比较简单，易于实施，目前我国有许多厂家仍然采用这种电路，尽管这种电路的缺点是显而易见的。

第五节 逐流电路

逐流电路是最先介绍到我国的一种无源 PFC 电路，早期在我国比较流行，目前仍在沿用，但其缺点比较明显，各项技术指标都不算好。随着我国荧光灯系列标准和电子镇流器标准中关于谐波含量的要求提高之后，这种电路必将在大功率节能灯或电子镇流器中逐步被淘汰。

图 6-3 是逐流电路的原理图。

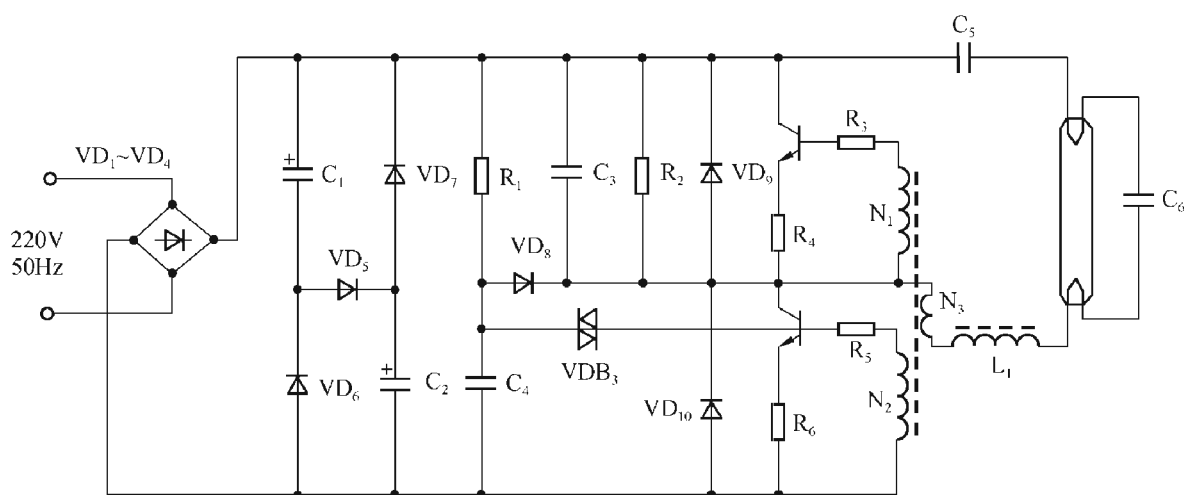


图 6-3 逐流电路

在这种电路中，交流电源电压经 $VD_1 \sim VD_4$ 桥式整流后，通过 VD_5 对电容 C_1 、 C_2 串联充电， C_1 、 C_2 电压最多只能充电到交流输入电压峰值 V_m 之半。它们在输入交流正弦电压瞬时值高于 $1/2 V_m$ 时一直是充电的，其充电时间较长。因为电容 C_1 通过 VD_6 、电容 C_2 通过 VD_7 同时向负载放电，它们的电压下降速率比交流电源电压的下降速率要快，只有在交流电源电压低于电容 C_1 、 C_2 上的电压时，电容才停止充电。因此，在这种电路中，电容充电的时间即输入电流的时间被拉长了，而电容放电的时间即输入电流为零的时间缩短了，整流二极管的导通时间拉长为 120° ，而其电流为零（死区）时间只占 33.3% 。由于输入电流持续时间被拉长，电路的功率因数可提高到 0.90 左右，而 THD_1 可降低到 $40\% \sim 30\%$ 。但要做到 30% 以下还有一些困难。图 6-4 是用 HB-3A 对 4U 75W 大功率一体化节能灯 ($\phi 16.5$) 的输入特性的实测例子，电路的功率因数为 0.90 ， $THD_1 = 40\%$ ，谐波含量接近旧标准中 H 级水平，而无法满足 GB/T17263-2002 中对输入谐波含量限值的要求。此电路比较简单，只要采取适当的滤波电路，就可以比较容易地满足国家标准 GB17743-1999 中关于电磁兼容 (EMC) 的要求。但是，这个电路有一个很大的缺点，即灯管电流的波峰系数很大，达不到 1.70 以下这一要求。为什么会出现这种现象呢？这是因为在这个电路中，整流后直流电压起伏较大，达 50% 以上，如图 6-5 所示。

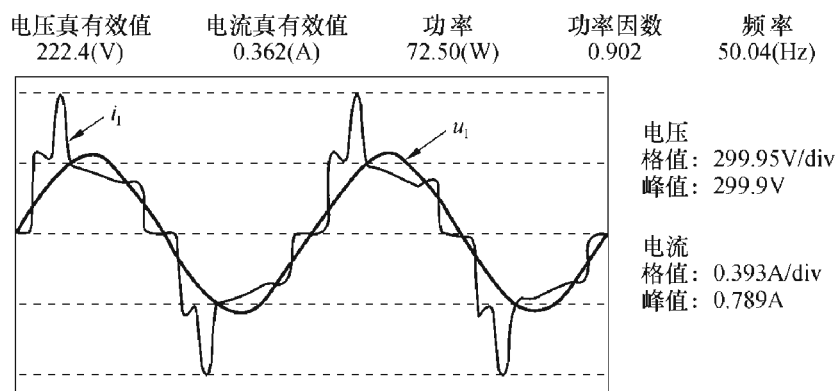


图 6-4 4U 75W 一体化灯输入特性的实例

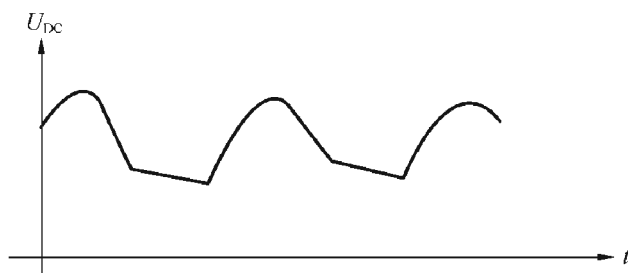


图 6-5 图 6-3 中整流后直流电压

大家知道，所谓电流波峰系数 (Current Crest Factor, CCF) 也称为电流波峰比，它的定义是：经调制或非调制的包络波的电流峰值与电流有效值的比值。

在逐流电路中由于直流供电电压的起伏，使开关三极管的供电电压起伏变大，灯的高频电流的起伏也变大（即包络波的起伏变大，其最大峰值比有效值大得多）。因此，灯电流波峰系数变大，由通常的低功率因数电路的 $CCF = 1.50 \sim 1.60$ ，增加到目前的 $2.00 \sim 2.30$ ，或者更大。

在我国 GB/T 17263-2002 neq IEC60 969. 2000 标准中虽未规定对 CCF 的要求，但一般

希望 $CCF < 1.7$ ，否则会导致灯管的寿命降低，灯管早期发黑。这是因为在整流后的 100Hz 频率下某段时间内灯电流过大，超过灯丝电子发射的极限值，加速了灯管的损坏。

其次，由于灯管电流的起伏很大，光通量的起伏也很大，造成亮度的频闪，长时间在这种光源下工作，容易引起人们的视觉疲劳、视力下降，对视力造成损害。

第三，直流电压起伏太大，无法使开关三极管始终处于最佳工作状态，造成管子损耗变大、温升过高、参数恶化，使电子镇流器寿命降低，甚至会引起镇流器早期失效。

在 VD_5 支路中串联 $20\Omega/1W$ 或更大一些的电阻，可以适当减小电容 C_1 、 C_2 的充电浪涌电流的峰值、降低输入电流中谐波的含量，从而能降低 THD_1 、提高功率因数。当然，也可以在输入电路中串接差模电感，它除了能滤除逆变器开关尖峰干扰以外，也有平滑输入电流波形、减小输入电流谐波失真、提高功率因数的作用。此电感一般为 $2\sim 5mH$ ，其值越大，效果越好，但电感的损耗会增加，加大其散发的热量，引起整灯的温度上升，并使光效有所降低，这一点是其不足之处。

第六节 双向自供辅助电源式（双泵电路）PFC 电路

这种电路是对逐流电路的一种改进，其电路如图 6-6 所示。

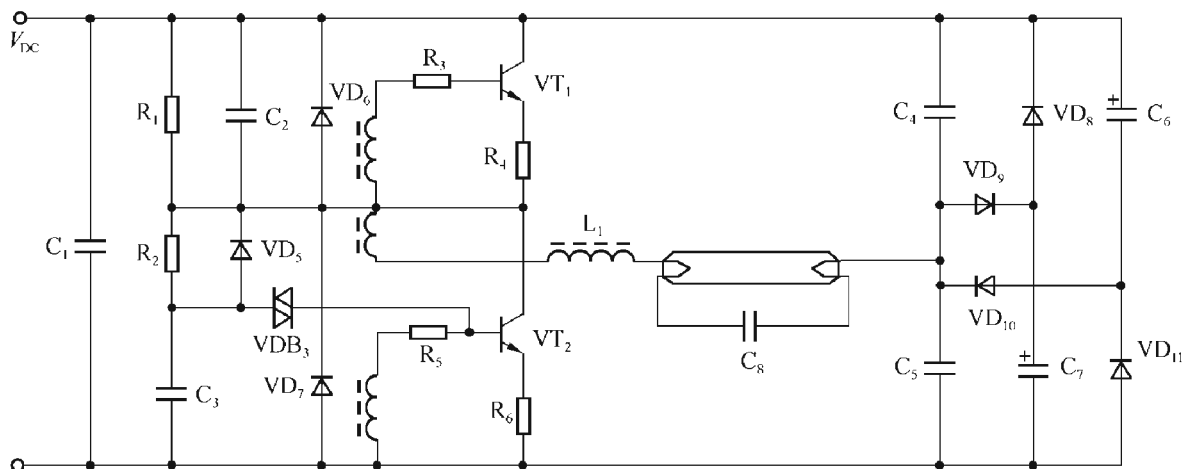


图 6-6 双泵电路

电路中二极管 $VD_8 \sim VD_{11}$ ，电容 C_4 、 C_5 及电解电容 C_6 、 C_7 组成无源功率因数校正电路，如果不考虑 C_4 、 C_5 影响，则电解电容 C_6 、 C_7 及二极管 VD_8 、 VD_{11} 组成逐流电路，不过二极管 VD_9 、 VD_{10} 相串联起着图 6-3 中 VD_5 的作用。电路工作后，高频电流的一部分经过 C_4 、 C_5 返回电源，另一部分经 VD_9 、 VD_{10} 整流， C_6 、 C_7 滤波，产生正负两个辅助电压 $\pm \Delta V$ 分别与 C_6 、 C_7 上的 100Hz 直流脉动电压相叠加，形成纹波较小的直流电压作为半桥逆变器的直流电压。由于电压起伏减小，灯电流的高频包络起伏也变小，减小了灯电流的波峰系数，这种电路输入电流仍有一段电流为零的死区时间，但电流波形较为平滑，图 6-7 是输入电流及灯电流和电压的实测波形。

这个电路的各项技术指标可以达到：

$$\lambda = 0.90 \sim 0.93, THD_1 = 25\% \sim 35\%, CCF \leq 1.7$$

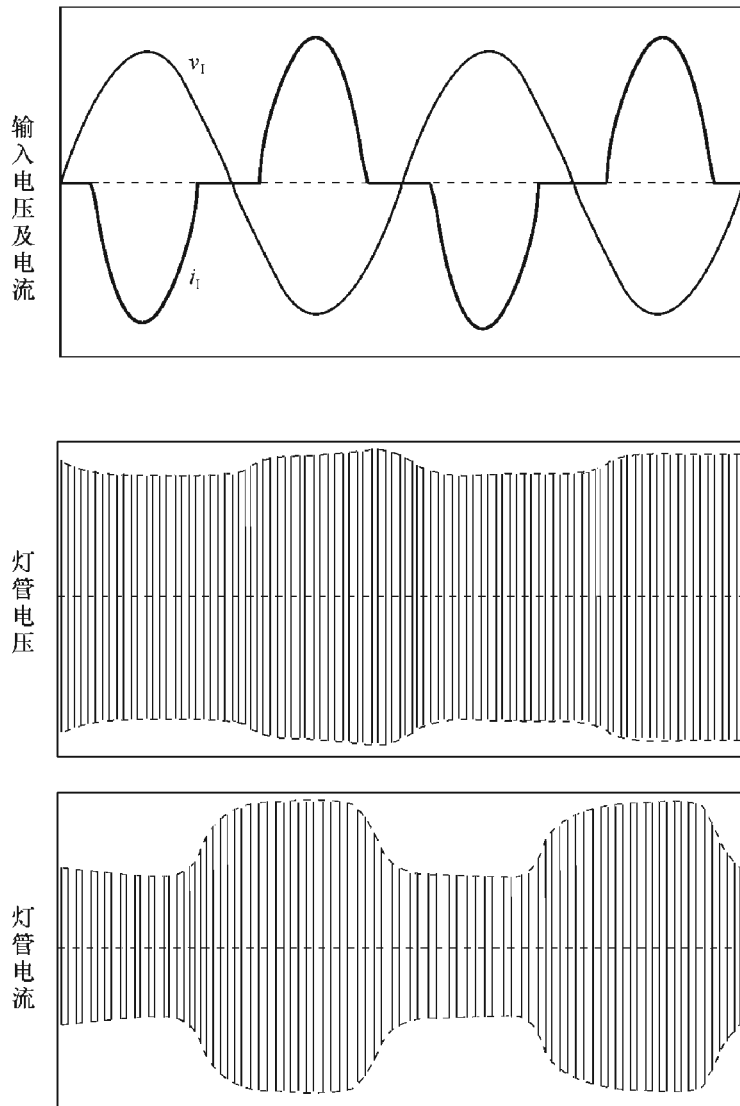


图 6-7 输入电压、电流及灯电压、电流波形

同样在 VD_9 、 VD_{10} 中串联电阻，也能提高功率因数，降低 THD_1 。这类电路由于高频电流得到再生利用，故其效率较高， $\eta=0.88\sim 0.93$ ，仅次于低功率因数的电子镇流器。但是，由于存在输入电流为零的一段时间，输入电流的谐波含量很多，不大会容易满足国标 GB/T17263-2002 中关于谐波限值要求。

第七节 感性负载电流谐波抑制电路

本节将介绍另外一种无源功率因数校正电路，它改进了逐流电路的缺点，使输入电流不再有死区，而是一个连续的波形，从而可以将功率因数提高到 0.98 左右。

感性负载电流谐波抑制电路如图 6-8 所示，电路由 EMI 滤波器，全桥整流电路，一个感性负载，相串联的一个小电容 C_1 和一个大电容 C_2 以及半桥开关电路组成。

小电容 C_1 是镇流器工作频率下的谐振电容，对直流起隔离作用，电容 C_2 是交流电源频率下 (50Hz/60Hz) 的滤波电容。

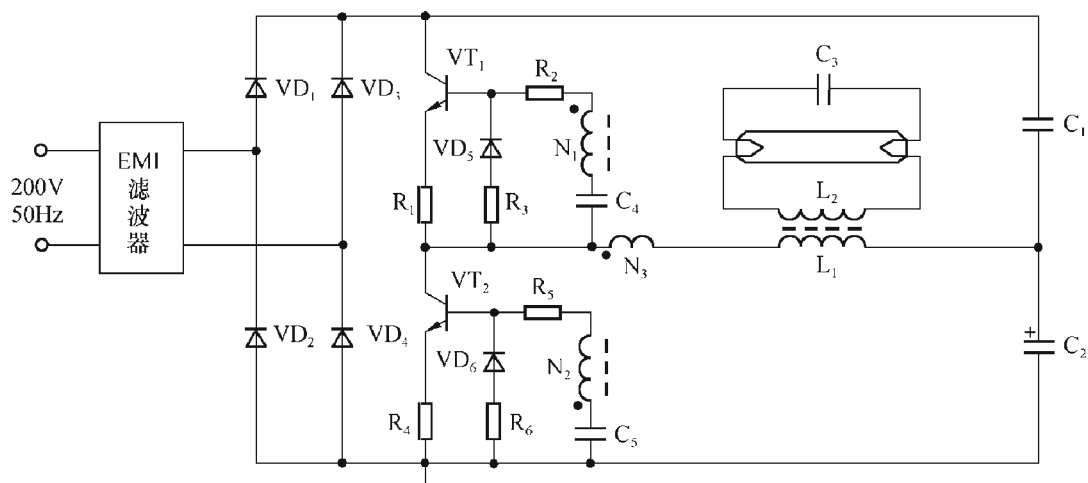


图 6-8 电感负载谐波抑制电路

稳态下，当开关管 VT_2 导通时，桥式整流器输出电流被切断，滤波电容 C_2 放电，放电电流由 C_2 经 L_1 电感负载和脉冲变压器 N_3 绕组及三极管 VT_2 到地。随着 C_2 放电， C_2 上的电压降低；当 VT_2 关断而 VT_1 导通时，整流电压经 VT_1 、电感负载 L_1 等对 C_2 充电，实际上可以看作是输入电压和电感串联对电容 C_2 充电。这样，在每一个高频周期内，电容 C_2 时而充电、时而放电。只要合理地选择振荡电路的组件参数，使 VT_1 的导通时间在市电过零点附近略有延长，而在峰值附近稍加缩短，如图 6-9 所示，便可以更有效地抑制输入电流的谐波成分，使 $THD_1 \leq 15\%$ ， $PF \geq 0.98$ 。按上述原理，合理地调节最大开启时间及最小开启时间， THD_1 甚至可降到 2% 左右。

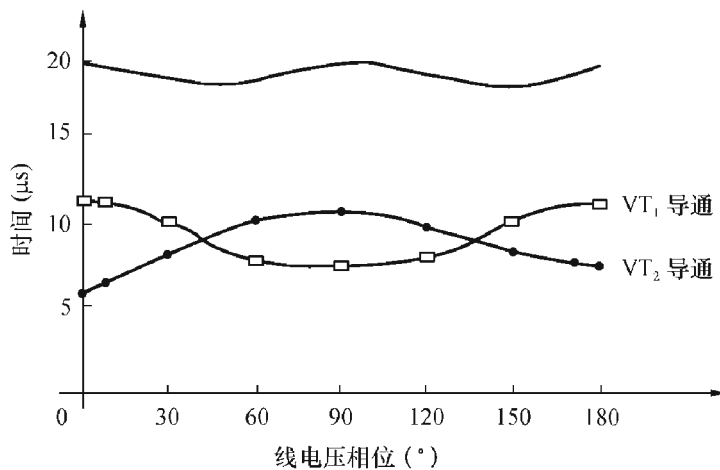


图 6-9 开关管 VT_1 、 VT_2 的导通时间

由于在 VT_1 导通时电源经 L_1 对电容 C_2 充电，基本上可以消除输入电流在线电压过零附近的死区，而趋于连续，避免了逐流电路及双泵电路中的死区时间，从而使 THD_1 降低、 $PF(\lambda)$ 提高，而灯电流的电流波峰系数 CCF 有所下降。

在 VT_1 导通、 C_2 放电时，如 C_1 、 C_2 上电压低于电网瞬时电压时，镇流器还会直接对 C_1 、 C_2 充电，形成输入电流。电路工作时，输入电流及灯管电流波形如图 6-10 所示。

作为实例，下面给出一种用上述电路驱动 4 英尺 T8 荧光灯的电子镇流器的组件参数如表 6-3 所示。

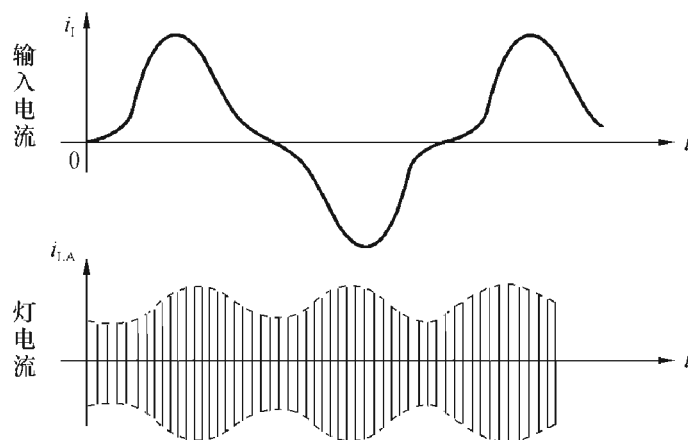


图 6-10 输入电流及灯电流波形

表 6-3 组件参数表

组件名称	参 数
电容 C_1	27nF
电容 C_2	270 μ F
电容 C_3	5.6nF
变压器初级电感 L_1	0.68mH
变压器次级电感 L_2	4.5mH
L_1 与 L_2 间耦合系数 k	0.7
灯负载	2×4 英尺、T8 荧光灯

镇流器的各项参数如下：

输入电压 220V，输入电流 0.36A，输入功率 70W，功率因数 $\lambda(PF) = 0.98$ ，光输出为 $2 \times 3200\text{lm}$ 。

最后应当指出，这里借用 VT_1 与 VT_2 对滤波电容 C_2 充电、放电来抑制输入电流谐波的原理，实际上就是后面将要介绍的有源功率因数校正电路（图 6-16）的工作原理，不过那时我们增加了一个有源组件三极管及二极管，让它承担使电容器充电及放电的工作。而在这里，没有新增有源器件，所以仍把它归属于无源功率因数校正电路，它将 THD_1 大大降低，又使 CCF 降低到 1.7 以下，不能不说是电路性能提高了一大步。

第八节 高频泵电路

高频泵电路是一种无源功率因数校正电路中性能较好的电路，它的功率因数 $\lambda(PF)$ 可达 0.99， THD_1 只有 8%，可以达到 L 级水平，灯管电流波峰系数为 1.5~1.8。只要适当调整电路参数，可以较容易满足 GB/T17263-2002 中关于谐波含量限量的要求。

图 6-11 是高频泵电子镇流器电路的原理图，电容 C_2 、 C_3 和快恢复二极管 VD_5 、 VD_6 构成能量反馈电路，在高频的正半周，高频电流通过 VD_6 对电解电容器 C_4 充电，填充低谷，使电解电容器上电压起伏小一些，负半周则通过 VD_5 返回电源。只要适当选择 C_2 、 C_3 及 C_4 的值，使得整流电压的纹波电压峰—峰值减小，降低其脉动起伏，便可以改善灯电流的波峰系数。另外，由于高频电流的反馈，使得输入电流持续时间加长，死区时间变短，大大提高了功率因数，减小了电流的谐波失真。

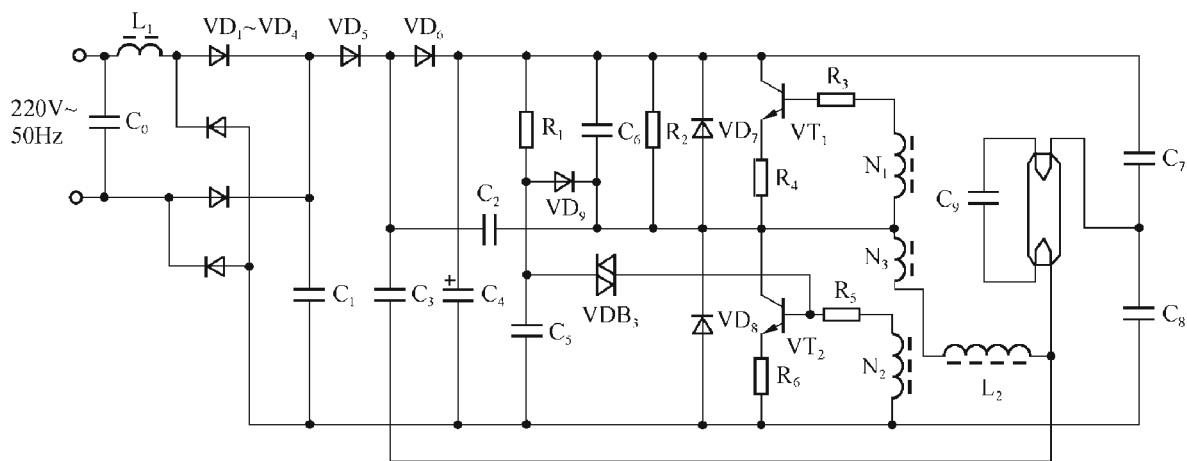


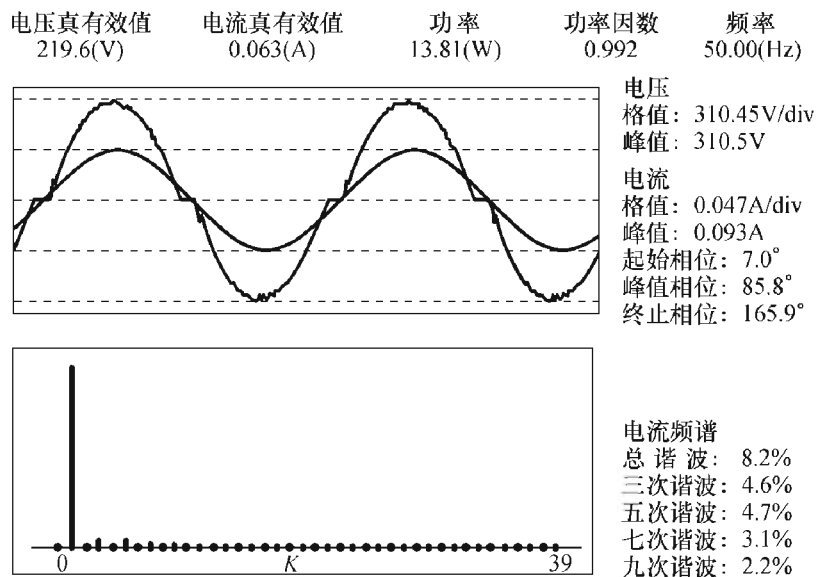
图 6-11 高频泵电路

由于电容 C_2 、 C_3 的反馈取自振荡端，在灯管之前，与灯管的压降无关。我们知道灯管的管压降受温度的影响很大，所以这个电路克服了双泵电路中 V_{DC} 受灯管压降与温度的影响，比较稳定。不过由于高频反馈，电解电容器 C_4 会受到高频充电，它上面的电压要比低功率因数电路的为高（反馈电容愈大， C_4 上的电压愈高），而且发热厉害。考虑到交流电网电压的波动，电容器 C_4 选用耐压为 450V 的为好，如不受空间及价格的限制，可以并联一个大容量的涤纶电容。此外， VD_5 、 VD_6 一定要采用恢复时间短、耐压高的快恢复二极管。

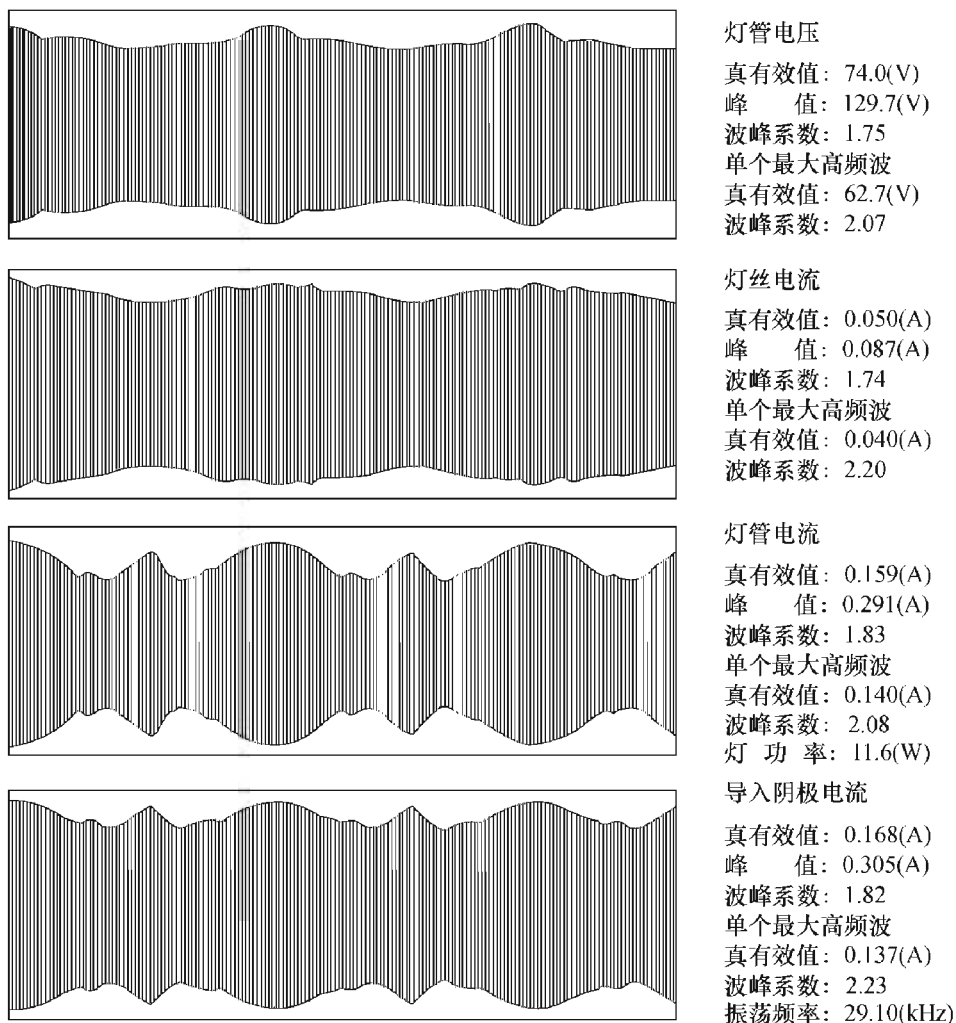
图 6-12 是用 HB-3A 对 3U 15W 高频泵电路节能灯的输入特性及输出特性的实测波形。

由图可知，电路的 $PF=0.99$ ， $THD_1=8.2\%$ ，灯管电流波峰系数 $CCF=1.83$ 。这个电路很容易满足标准中关于谐波含量限量的要求，是一种性能价格比比较好的电路。但是这个电路存在一些缺点：

① 高频泵信号（由 C_2 C_3 反馈）通过 VD_5 VD_6 进入电源电路，因此电磁干扰较为严重，难以满足有关 EMC 电磁兼容的要求，必须在输入端恰当选择 EMI 滤波电路的组成形式和其组件参数；才能满足 GB17743-1999 国家标准中关于 EMC 电磁兼容的要求。



(a) 输入特性



(b) 输出特性

图 6-12 3U 15W 高频泵电子镇流器的实测波形

② 高频信号对电解电容器 C_4 充电，因此电解电容长时间在高频下工作，容易发热，要求它能承受较大的纹波电流和耐较高的电压。

③ 电路本身，特别是其中电感的损耗较大，发热较严重，在电子镇流器中采用这种电路，其流明系数较低，一定要设法降低线路损耗，否则很难通过国家标准中关于能效等级的要求。

第九节 用分立组件的有源谐波抑制电路

有源电流谐波抑制电路实际上就是下一章将要提到的有源功率因数校正集成电路的简化形式，它能将电解电容器上电压提高（例如对于输入为 120V 的交流电源，电容上电压可升高到 230V 左右），输入电流也同输入电压正弦波形相接近，功率因数可达 0.99，灯管电流波峰系数 $CCF=1.4\sim 1.5$ ， $THD_1<10\%$ ，是用分立组件做到的电流谐波抑制电路中性能最好的一种电路。一般适合应用在 120V 的交流电源中。

图 6-13 是有源谐波抑制电路的原理图。

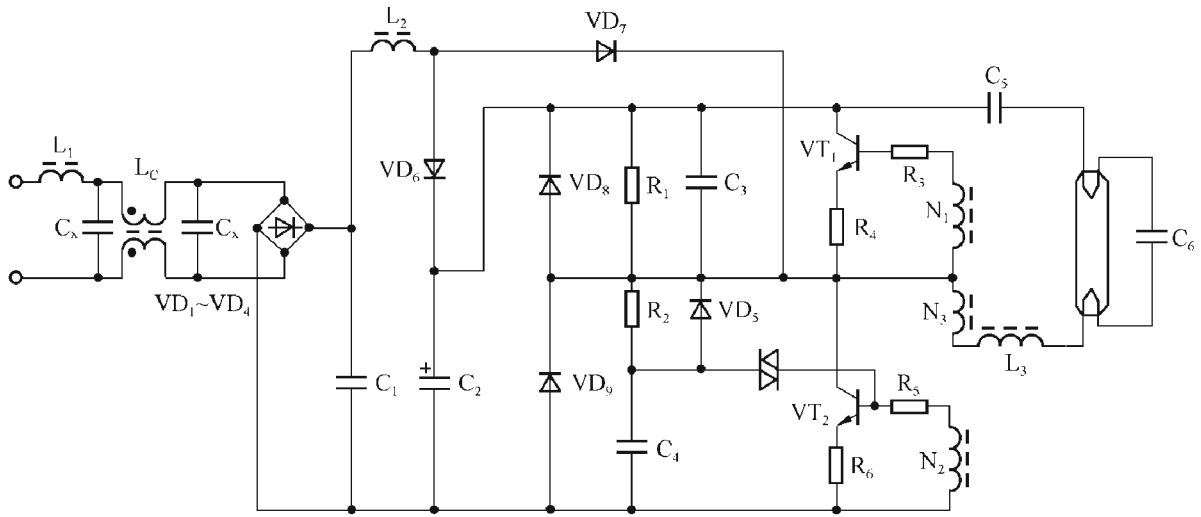


图 6-13 有源谐波抑制 PFC 电路

一、电路的工作原理

VT₁、VT₂所组成的半桥逆变电路的工作情况同一般低功率因数电路是一样的。在这个电路中最主要的一点是电解电容器 C₂通过 VD₆来进行充电。

1. 当 VT₂导通时

由 VD₁~VD₄组成的桥式整流电路输出的 100Hz/120Hz 单一极性的正弦脉动电压，通过 L₂、VD₇及导通的 VT₂，使 L₂的电流线性上升，并在 L₂储存磁能，L₂上感应电势为左正右负。这时 VD₆截止，由电解电容 C₂向负载供电，供给半桥逆变电路以能量。

输入电压是按 50Hz/60Hz 变化的，整流后变为 100Hz/120Hz 的脉动电压，而 VT₂是按振荡频率 30~50kHz 导通与截止的，其周期很短。如不考虑 VD₇及三极管 VT₂的 u_{CE} 压降，则有

$$L_2 \frac{di}{dt} = u_1$$

把 u₁看作一个常数，因而在 VT₂导通期间，流过 L₂的电流是直线上升的，其斜率为常数 $\frac{u_1}{L_2}$ ，电流上升所能达到的数值与该时刻的 u₁值有关，u₁大，则电流上升的速率越大，上升达到的电流的数值越大，反之亦然。

2. 当 VT₁导通、VT₂截止时

当 VT₂由导通转为截止时，流过 L₂的电流不能突变，由原来的峰值下降，将原来储存的磁能释放出来，与输入电压 u₁相叠加，通过二极管 VD₆对电解电容 C₂充电，显然电容上的电压将大于输入电压，其直流电压

$$V_{DC} \approx 1.3 \times \sqrt{2} V_1 = 1.3 \times 1.414 \times 120 = 220 \sim 230V$$

即电容上的电压被提升了。

电感 L₂中电流流通的路径及其波形如图 6-14 所示。

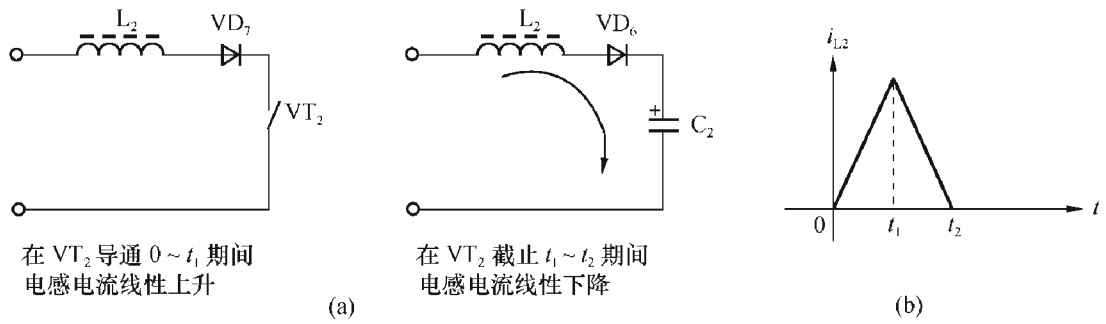


图 6-14 一个高频周期中升压电感 L_2 的电流波形

可见，三极管 VT_2 导通时，电感电流线性上升，而三极管 VT_2 截止时，电流线性下降，电流波形是一个很窄的三角波。三角波的幅度与该时刻的输入电压 u_1 的瞬时值成正比，在输入电压半个正弦波期间，将出现一连串这样的三角波，三角波的峰值与输入电压的瞬时值成正比。如图 6-15 所示。

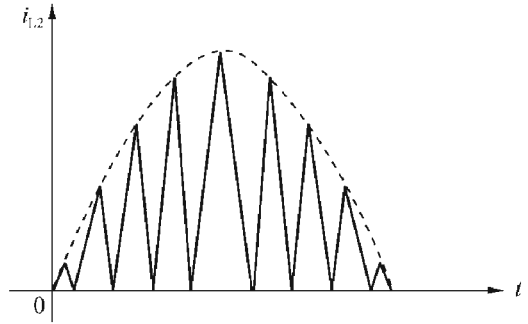


图 6-15 在 10ms 内电感 L_2 中电流的连续波形

电感 L_2 电流的平均值是其峰值电流之半，近似为半个正弦波形，因而输入电流基本上是一个正弦波，保证电路的功率因数 λ (PF) 接近 $0.99 \sim 1$ ，并且电流的 50Hz 的谐波分量很小（但三角波的高频谐波分量很大）；此外，电解电容 C_3 上的电压 V_{DC} 基本比较稳定，在输入电压为 120V/127V 时， $V_{DC} \approx 220 \sim 230V$ ，保证 $CCF \approx 1.4$ 。

这个电路的缺点是 VT_2 既作半桥逆变电路的开关管，又为电容 C_2 的充电、放电提供控制作用，所以它的开关损耗较大，发热较严重，电路的转换效率较低，实际应用中使用价值不大。

二、有源谐波抑制电路的改进电路

图 6-16 是在图 6-13 的基础上另加一个三极管所组成的 APFC 电路。

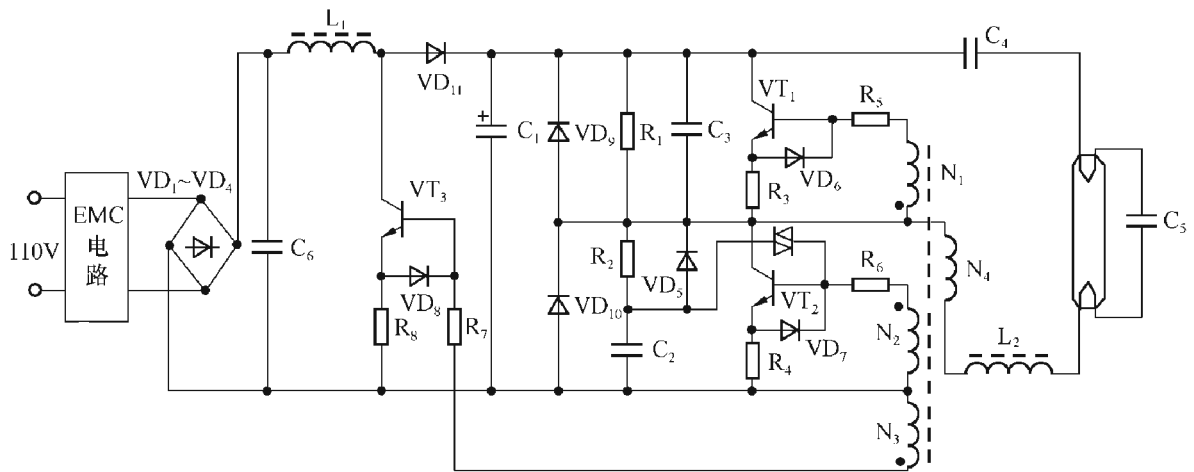


图 6-16 图 6-13 的改进电路

图中 VT_1 、 VT_2 组成半桥逆变电路， VT_3 起控制 C_1 充电和放电的作用，这样 VT_2 就不是很热了。这个电路的工作原理同图 6-13 完全一样，这里不再重复。此电路可以应用在 110V 的电源中，但是要求采用较好的 EMI 滤波电路，以取得很高的功率因数 λ (PF)，并达到国家标准中对电磁兼容的要求。

三、用半桥驱动集成电路 IR2153 组成的 PFC 电路

图 6-17 是利用半桥驱动集成电路 IR2153 组成的 PFC 电路。有关 IR2153 的工作原理已经在第三章介绍过，这里不再重复。

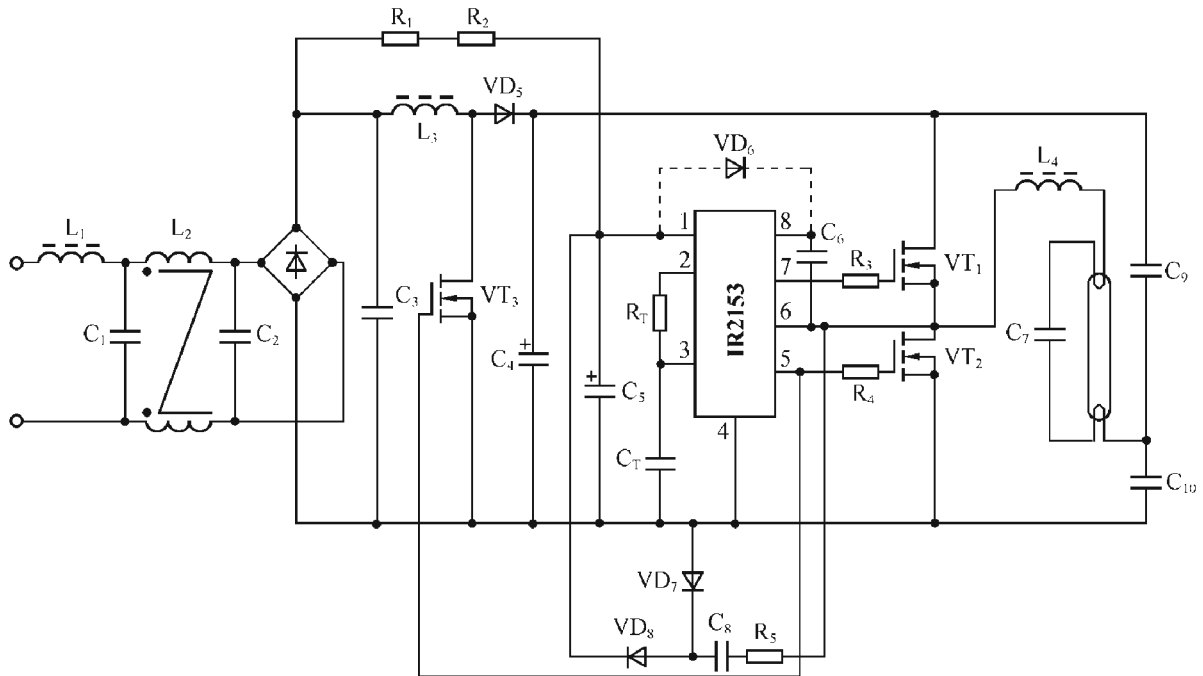


图 6-17 用 IR 2153 驱动的 PFC 电路

在这里 VT_3 作为控制电容 C_4 充电、放电的场效应管，它是由 IR 2153 的 5 脚低端驱动信号控制的，显而易见，它的导通与截止与 VT_2 是同步的，因此前述图 6-16 的工作原理也适用于图 6-17。

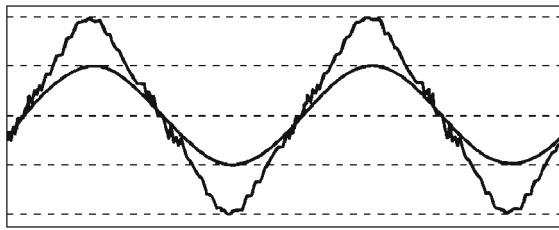
二极管 VD_6 对 IR 2153 是可以不接的，如用 IR 2155、IR 2151 则必须外接快恢复二极管。电阻 R_5 、电容 C_8 及二极管 VD_7 、 VD_8 为 IR 215X 提供低压电源，有关它的说明，我们将在第七章予以讨论。

图 6-18 (a)、(b) 是用 HB-3A 对 110V 3U-18W 节能灯采用图 6-16 电路的实测结果，由图可知，该电路 λ (PF) = 0.99， $THD_1 = 10.8\%$ ，灯管电流的波峰系数 $CCF = 1.49$ ，各项指标均较好，但多用了—个三极管，增加了—个升压电感 L_1 ，于是增加了节能灯内部的损耗，温升也较大，是其不足之处。

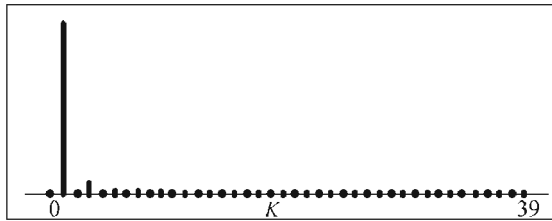
采用该电路时，同样也必须在输入端加 EMC 电路，以滤除高频干扰信号。

输入特性

电压真有效值 126.8(V)
 电流真有效值 0.139(A)
 功率 17.52(W)
 功率因数 0.992

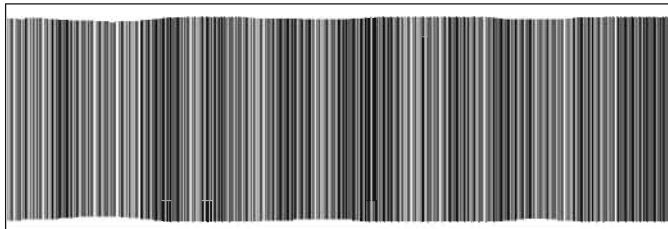


电压
 格值: 179.22V/div
 峰值: 179.2V
 电流
 格值: 0.110A/div
 峰值: 0.217A
 起始相位: 0.0°
 峰值相位: 81.6°
 终止相位: 175.8°

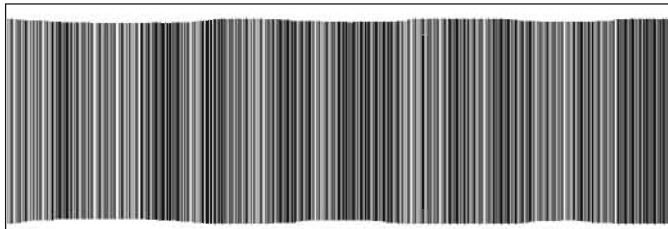


电流频谱
 总谐波: 10.8%
 三次谐波: 9.7%
 五次谐波: 3.0%
 七次谐波: 1.1%
 九次谐波: 0.4%

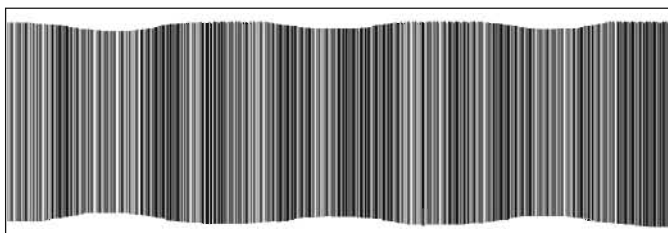
(a) 输入特性



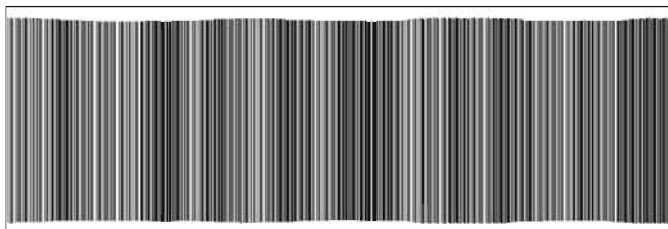
灯管电压
 真有效值: 112.2(V)
 峰值: 159.2(V)
 波峰系数: 1.42
 单个最大高频波
 真有效值: 81.4(V)
 波峰系数: 1.96



灯丝电流
 真有效值: 0.105(A)
 峰值: 0.190(A)
 波峰系数: 1.82
 单个最大高频波
 真有效值: 0.076(A)
 波峰系数: 2.51



灯管电流
 真有效值: 0.134(A)
 峰值: 0.200(A)
 波峰系数: 1.49
 单个最大高频波
 真有效值: 0.101(A)
 波峰系数: 1.98
 灯功率: 14.7(W)



导入阴极电流
 真有效值: 0.174(A)
 峰值: 0.244(A)
 波峰系数: 1.40
 单个最大高频波
 真有效值: 0.126(A)
 波峰系数: 1.93
 振荡频率: 42.55(kHz)

(b) 输出特性

图 6-18 有源功率因数校正电路的特性

第七章 电子镇流器的有源功率因数校正电路

本章所讨论的有源功率因数校正电路 (Active power factor correction circuitry APFC) 的优点是很多的。它能使输入电流的平均值基本上按输入电压的正弦波形变化, 功率因数可以达到 0.99 左右; 输入电流的总谐波失真 $THD_1 < 10\%$; 电解电容器上电压平滑而稳定, 输出功率保持恒定, 不随输入电压而变化; 灯管电流波峰系数 CCF 接近 1.4 等。

本章首先讨论 APFC 电路的工作原理, 接着介绍世界上一些知名半导体公司所推出的 APFC 控制器集成电路、它们的工作原理及具体应用电路。

第一节 有源功率因数校正 (APFC) 的工作原理

这类功率因数校正电路都要用到专用的集成电路、晶体管及一些外围元器件。因为涉及到有源器件, 所以称为有源功率因数校正电路。

一、有源功率因数校正电路的基本类型

一般有源功率因数校正电路置于桥式整流器和电解电容器之间, 其电路形式和开关电源相似, 主要有三种形式, 如图 7-1 所示, 其输入是整流后的单向正弦形电压。

图 7-1 中开关 S 一般都由 MOS 管来担任, 并由专用集成电路以较高频率控制和驱动, 使之导通与截止, 达到功率因数校正的目的。电解电容器 C_o 上的直流电压, 可能比输入的已整流电压 V_{DC} 高 (图 7-1 (a), 称为升压型) 或低 (图 7-1 (b), 称为降压型)。图 7-1 (c) 采用隔离变压器, 使已整流电压 V_{DC} 和 C_o 输出直流电压隔离, 没有共地端, 它的输出电压可能高于或低于输入直流电压 (由变压器的匝比决定)。由于专用集成电路的控制, 电容 C_o 上的输出直流电压在输入电压较宽范围内波动时, 仍有稳定的输出, 用来给半桥逆变器供电, 使输出功率基本保持恒定不变。

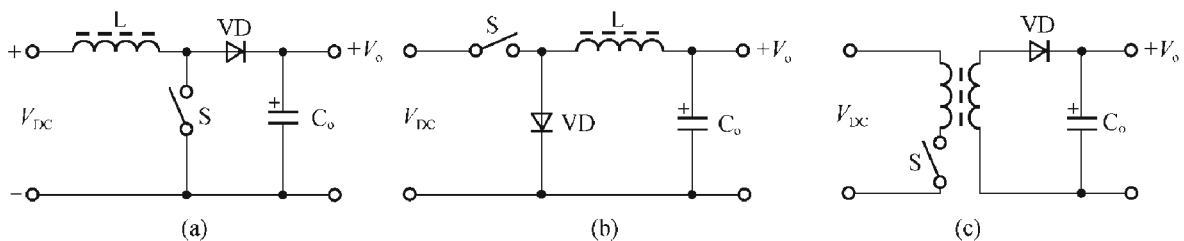


图 7-1 APFC 的三种类型

在电子镇流器中大多采用升压型 APFC 电路，在输入为 220V 的交流电压下， C_o 上的直流电压选定为 400V；在输入为 110V 的交流电压下， C_o 上的直流电压选定为 240V。提高直流电压，有利于灯管的启辉，减小工作电流和损耗，提高效率。

二、有源功率因数校正电路的工作原理

升压型 APFC 电路的工作原理可用图 7-2 所示的电路来说明。

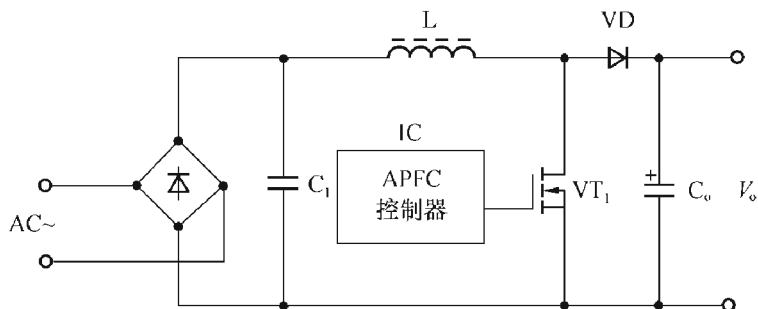


图 7-2 升压型 APFC 电路工作原理

电路由功率 MOS 开关管 VT_1 、升压电感 L 、升压二极管 VD 、输出电容 C_o 及 APFC 控制器集成电路所组成。其核心部件是功率因数校正控制器（Power Factor Correction Controller），有的文献称之为功率因数变换器（Power Factor Converter）或功率因数预调整器（Power Factor Correction Preregulator）。它能校正功率因数，并调整输出直流电压，使输出直流电压不受输入交流电压或负载变动的影响，保持为恒定值。

下面对它的工作情况，分不同阶段加以分析说明。

1. 开关管 VT_1 导通期间 (t_{on})

假设在控制器集成电路的控制下，开关管导通（相当于开关 S_1 接通），二极管 VD 受输出直流电压的反偏而截止（相当于开关 S_2 断开），电解电容器 C_o 对负载放电，向负载提供能量。

交流电压由桥式整流器整流后得到一个单向脉动的正弦波电压，不考虑整流二极管的压降，此电压和输入交流电压大小是相同的，今后均以 u_1 表示。这样，图 7-2 可简化为图 7-3 形式。

在 u_1 作用下，流过电感 L 的电流经开关 S_1 由零直线上升，考虑到开关管的开关频率很高（一般最小为 25kHz 左右），因此在短时间内，电压 u_1 可近似看作不变，而电流上升速率满足关系式

$$L \frac{di_L}{dt} = u_1 \quad (7-1)$$

可见，电流上升速率 $\frac{di_L}{dt} = \frac{u_1}{L}$ 是一个常数，即电流 i_L 是一个直线上升的三角波，上升斜率为 u_1/L ，与该时刻输入电压 u_1 的瞬时值成正比。

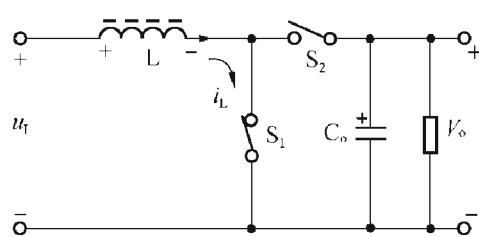


图 7-3 MOS 管导通时的等效电路

在电流 i_L 上升过程中，电感中储存的磁能 $\frac{1}{2}Li_L^2$ 也随 i_L 的上升而增加。

当控制器集成电路检测流过电感电流即流过开关管的电流峰值 I_{LP} 达到与该时刻输入电压大小相对应的某一数值时，控制器集成电路便输出控制信号，使开关管 VT_1 截止，电感电流停止上升。

2. 开关管截止期间 (t_{off})

当开关管截止时，图 7-2 电路可简化成图 7-4 (a) 形式，由于电感电流 i_L 是不能突变的，只能由原来的峰值 I_{LP} 下降，并将原来储存在线圈中的磁能释放出来。这时电感上的电压与输入电压相叠加，对电容 C_o 充电。显然， C_o 上所输出的电压 V_o 将大于输入电压 u_1 ，故称此电路为升压式 APFC 电路。

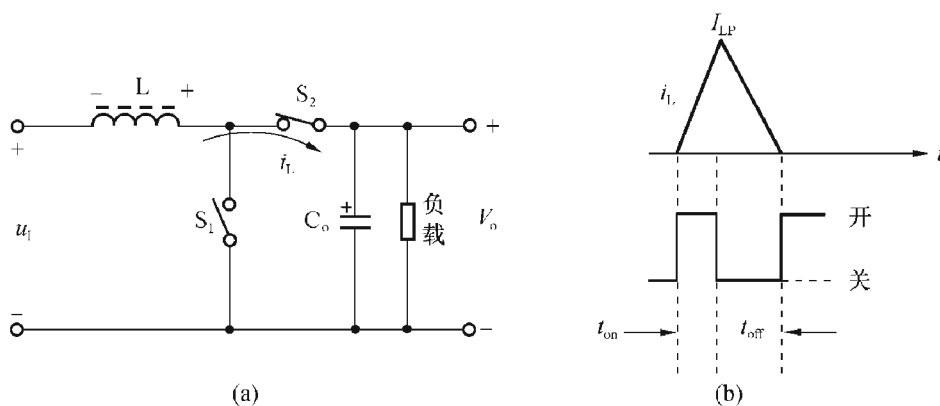


图 7-4 开关管截止时的等效电路

从开关管截止时起，流过电感的电流 i_L 将随电感所储存的磁能的减小而下降，并满足以下关系式：

$$u_1 + L \frac{di_L}{dt} = V_o \quad (7-2)$$

或

$$L \frac{di_L}{dt} = V_o - u_1 \quad (7-3)$$

电流下降的斜率为 $\frac{V_o - u_1}{L}$ ，与该时刻输入电压 u_1 有关， u_1 愈大，电流下降速率愈小，下降愈慢；反之，则愈快。

当控制器集成电路检测到电感电流下降到零时，控制器集成电路又将输出控制信号，使开关管 VT_1 再一次导通，开始下一个开关周期。图 7-4 (b) 画出了在一个开关周期 T_{sw} 中电流 i_L 的波形，它是一个线性上升、线性下降的三角波。

由控制器集成电路控制的开关频率一般在 25kHz 以上，一个周期 $T_{sw} = \frac{1}{f_{sw}} = 40\mu s$ ，仅为输入电压半个周期 (10ms) 的 1/250。因此，我们在上面分析的过程中，把三极管导通时期或关断时期 (t_{on} 或 t_{off}) 内的 u_1 看作近似不变是完全允许的。

这样，在输入交流电压半周内，输入电流将是一串峰值 I_{LP} 随输入电压 u_1 变化的三角波，如图 7-5 所示。三角波电流的平均值是其峰值电流之半，因而，它的变化规律是

随输入电压按正弦变化的波形，电路的输入电流平均值与输入电压形状是相似的，又没有相移，电路的功率因数可以达到很高， $PF=0.99$ ，而谐波失真很小，在采用有效的 EMI 滤波器后，电路中高频开关信号的泄漏很低，故其电流总谐波失真 THD_I 一般不会超过 10%。

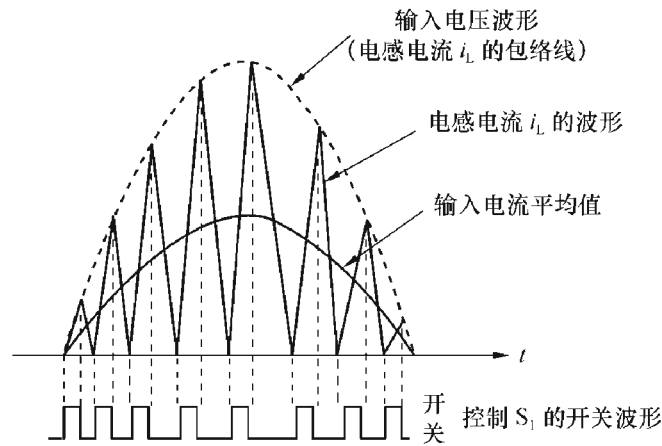


图 7-5 APFC 电路中电感电流波形

三、APFC 电路中开关频率 f_{sw} 表达式

如上所述，在集成电路控制下，流过电感电流是一串三角波，且三角波的幅度 I_{LP} 随输入电压 u_1 按正弦规律变化，其峰值是输入电流 $i_1(t)$ 峰值的二倍，即

$$I_{LP}(t) = \hat{I}_{LP} \sin \Omega t = 2\sqrt{2} I_1 \sin \Omega t \quad (7-4)$$

如设输出功率为 P_o ，APFC 电路的效率为 η ，输入功率为 P_1 ，输入电压有效值为 V_1 ，则

$$P_o = \eta P_1 = \eta V_1 I_1 \quad (7-5)$$

由式 (7-5) 知

$$I_1 = \frac{P_o}{\eta V_1} \quad (7-6)$$

由图 7-4 (b) 知，在开关管导通期间 (t_{on})，

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{I_{LP}}{t_{on}} = \frac{u_1(t)}{L} = \frac{\sqrt{2} V_1 \sin \Omega t}{L}$$

或者

$$t_{on} = L \cdot \frac{I_{LP}(t)}{\sqrt{2} V_1 \sin \Omega t} = L \cdot \frac{2\sqrt{2} I_1 \sin \Omega t}{\sqrt{2} V_1 \sin \Omega t} = 2L \frac{I_1}{V_1} = \frac{P_o}{V_1^2 \eta} \times 2L$$

即

$$t_{on} = \frac{2LP_o}{\eta V_1^2} \quad (7-7)$$

式 (7-7) 表明，只要能做到 $I_{LP}(t)$ 随输入电压按正弦规律变化，如式 (7-4) 所表示的那样，那么在整个输入交流电压 $u_1(t)$ 半个周期内，每个高频开关周期中开通时间 t_{on} 是固定不变的。

同理，可以推导出关断时间 t_{off} 为

$$t_{\text{off}} = L \cdot \frac{I_{\text{LP}}(t)}{V_o - \sqrt{2}V_1 \sin \Omega t} = L \cdot \frac{2\sqrt{2}I_1 \sin \Omega t}{V_o - \sqrt{2}V_1 \sin \Omega t} = \frac{2\sqrt{2}LP_o \sin \Omega t}{V_1 \eta (V_o - \sqrt{2}V_1 \sin \Omega t)} \quad (7-8)$$

由上式可见，在输入电压 $u_1(t)$ 的半个正弦周期内，关断时间 t_{off} 不是固定不变的，当 $u_1(t)$ 为最大时，关断时间 t_{off} 亦为最大；而 $u_1(t)$ 接近零时，关断时间最小。因此，在输入电压的每一个半周内，开关频率不是固定不变的，开关周期为

$$T_{\text{sw}} = t_{\text{on}} + t_{\text{off}} = \frac{2LP_o}{V_1^2 \eta} + \frac{2\sqrt{2}LP_o \sin \Omega t}{V_1 \eta (V_o - \sqrt{2}V_1 \sin \Omega t)} = \frac{2LP_o V_o}{V_1^2 \eta (V_o - \sqrt{2}V_1 \sin \Omega t)} \quad (7-9)$$

而开关频率为

$$f_{\text{sw}} = \frac{1}{T_{\text{sw}}} = \frac{V_1^2 \eta (V_o - \sqrt{2}V_1 \sin \Omega t)}{2LP_o V_o} \quad (7-10)$$

由式 (7-10) 可知，当 $\Omega t = 90^\circ$ 时， f_{sw} 最小； $\Omega t = 0^\circ$ 时， f_{sw} 最大。若令 $V_1 = 220\text{V}$ ， $\eta = 95\%$ ， $L = 2.5\text{mH}$ ， $V_o = 370\text{V}$ ， $P_o = 36\text{W}$ （这是某一实际电路的一些参数），则 Ωt 在 $0 \sim 90^\circ$ 范围变化时，开关频率 f_{sw} 的变化情况如表 7-1 所列。不难看出，当 $\Omega t = 90^\circ$ 时， f_{sw} 为最小。

表 7-1 开关频率随输入电压之变化

Ωt	$u_1(t)$ (V)	f_{sw} (kHz)
0	0	228.0
$\pi/12$	80.2	178.6
$\pi/6$	155.5	132.2
$\pi/4$	219.9	92.5
$\pi/3$	269.3	62.1
$\pi/2$	311.1	36.3

一般开关频率不得低于 23kHz，确定最低频率后，则由式 (7-10) 可以求得所需的电感值 L

$$L = \frac{V_1^2 \eta (V_o - \sqrt{2}V_1)}{2f_{\text{sw}}(\text{min})V_o P_o} \quad (7-11)$$

另外，为了保证 f_{sw} 有较大值，输出电压应尽可能选得高一些，这样式 (7-10) 中 $(V_o - \sqrt{2}V_1 \sin \Omega t)$ 值较大，使 f_{sw} 有较高值，校正后的功率因数能达到 0.99 以上。

四、APFC 控制器的相关波形

根据前面的讨论，我们可以很容易画出 APFC 控制器电路中有关波形，如电感中电流、输入电流（平均电流）及电解电容上电压波形，并示于图 7-6 中。

从前面讨论 APFC 电路的工作原理中我们知道，控制器集成电路除能控制电感电流的峰值外，还能检测流过电感的电流，一旦电感电流下降到零，集成电路的输出将控制开关管导通，电感中电流再一次由零线性上升，上升到某一最大值时再一次下降，如此周而复始。我们称这一种模式为过渡模式（Transition mode）。

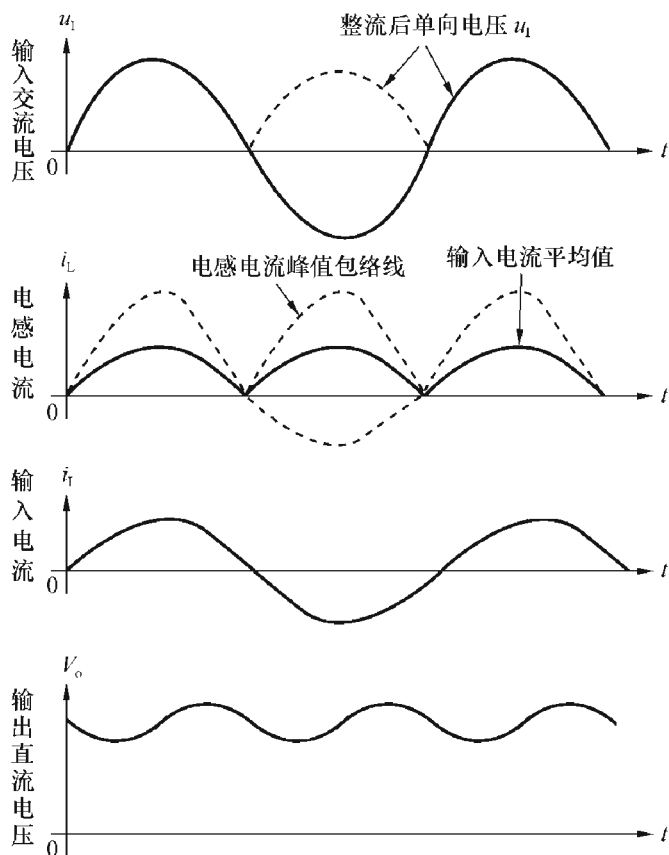


图 7-6 APFC 控制器电路中相关波形

还有一种 APFC 控制器电路，流过电感的电流并不下降到零，只是下降到某一最小值，然后开始上升，上升到某一最大值时又开始下降，如此周而复始。这样电流是围绕输入电压波形而变化的，如图 7-7 所示。

这种模式称为连续传导模式（Continuous Conduction mode CCM）它适用于输出功率较大的场合，如 300W 乃至上千瓦的高强度气体放电灯（HID）电子镇流器中。

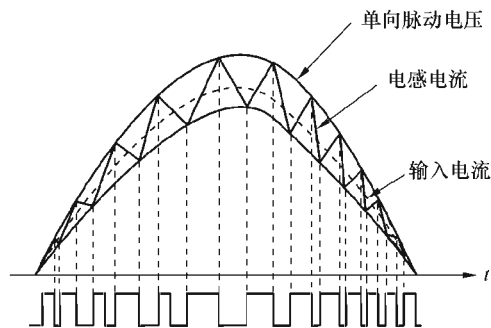


图 7-7 连续传导模式中电感电流波形

第二节 峰值电流控制 APFC 控制器集成电路 KA7526

从本节开始，我们介绍一些国际上知名半导体公司按上节所介绍的峰值电流控制原理（Peak Current Control）生产的功率因数校正控制器集成电路，讲清其工作特点以及具体的应用电路，以便为使用这类芯片打下一定的基础。

一、KA7526 集成电路的特点

KA7526 是仙童国际半导体公司推出的集成电路，它是原韩国三星公司产品 KA7524 的

升级换代产品（目前两个公司已经合并）。与此相似的产品有 FAN7527，其各个引脚功能均与 KA7526 相同。

KA7526 的主要特点是：

- ① 有内部启动定时器；
- ② 电流检测端 CS（④脚），内部有 R/C 滤波器，使用时无需外接 R/C 滤波器；
- ③ 具有过电压比较器，能防止无负载时输出电压超出控制范围（简称输出电压失控 Runaway Output Voltage）；
- ④ 零电流检测器（Zero current Detection ZCD）；
- ⑤ 内部带隙基准电压（参考电压），可在 1.5% 范围微调；
- ⑥ 低压电源部分有欠电压封锁，其回差电压为 5V；
- ⑦ 采用图腾柱输出，有较大的输出电流，可驱动 MOS 功率开关管；
- ⑧ 集成电路的启动电流及工作电流小、功耗低，效率高。

二、集成电路的内部结构框图及各引脚功能

KA7526 的内部结构框图如图 7-8 所示。

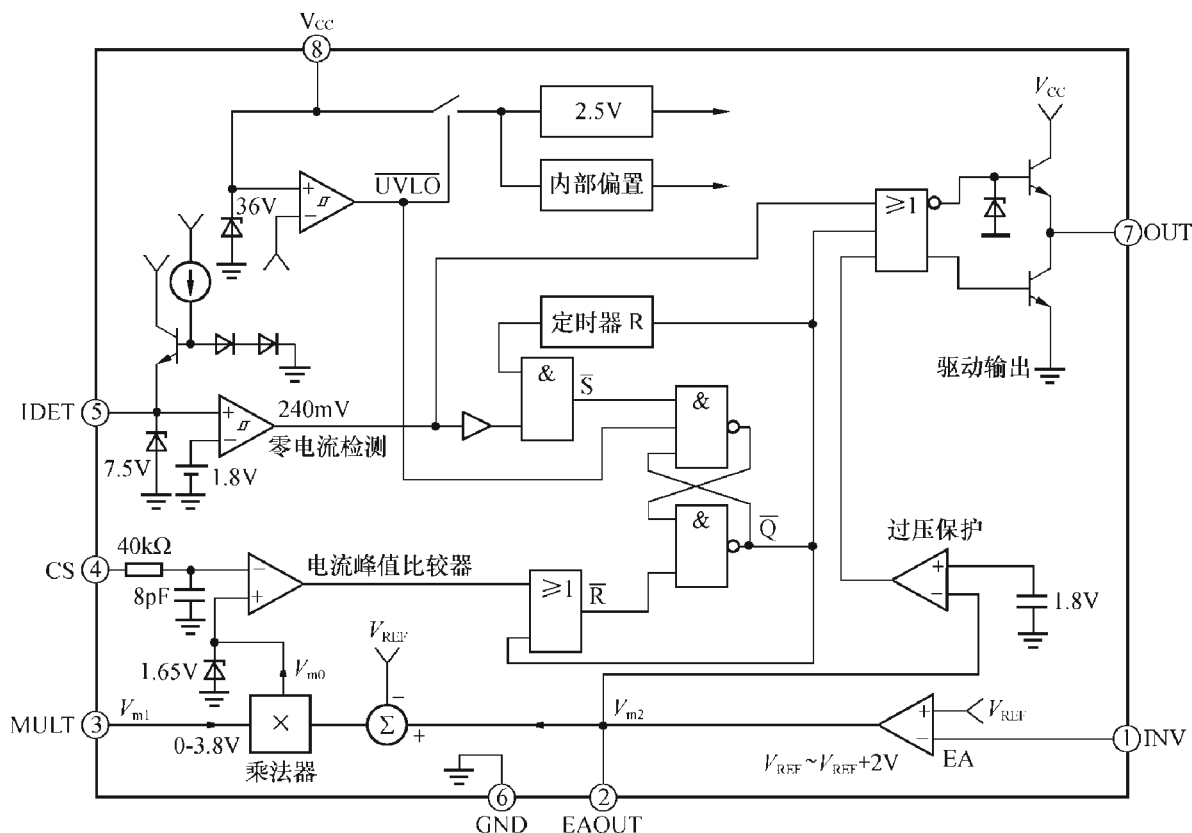


图 7-8 KA7526 内部结构框图

各引脚功能如表 7-2 所列。

表 7-2 KA7526 引脚功能

引脚号	名称	功能说明
①	INV	误差放大器 EA 的反相输入端，集成电路预调整器的输出电压经电阻分压约为 2.5V 后，接于此脚

引脚号	名称	功能说明
②	EAOUT	误差放大器输出，在此脚与 INV 脚之间加反馈补偿网络
③	MULT	乘法器的输入端，全波整流后的电压分压到 3.8V 以下后接于此脚
④	CS	脉宽调制 PWM 比较器的输入端，通过检测 MOS 管的源极电阻上电压来检测源极电流，内部有 R/C 滤波器，以限制前沿上升速率，消除电流波形中的高频噪声
⑤	IDET	零电流检测，检测电感中电流，判别升压电感的辅助绕组电压何时降到 1.8V 以下（表示电流下降到零）
⑥	GND	所有引脚的地电位
⑦	OUT	大电流输出的功率驱动器，可以用来驱动功率开关 MOS 管的栅极
⑧	V _{cc}	逻辑及控制部分的低压电源

三、KA7526 的工作说明

下面对 KA7526 各个功能块的工作和用途逐一加以说明。

1. 启动 (Start up)

集成电路内部有一个欠电压封锁 (UnderVoltage Lock Out UVLO) 比较器，它检测正电源 V_{cc} 值，此比较器的上升阈值为 13V，即当 V_{cc} = 13V 时集成电路工作；下降阈值为 8V，当 V_{cc} = 8V 时集成电路停止工作，其回差电压为 5V。在维持模式 V_{cc} = 12.5V 时，所需的电源电流仅为 0.3mA。回差电压大，启动电流小，有利于实现高效的自举启动，并使这种器件在许多非在线预调整器中得到了广泛应用。

图 7-9 (a) 是启动电路，图 7-9 (b) 是启动过程中启动电容上电压变化的情况。

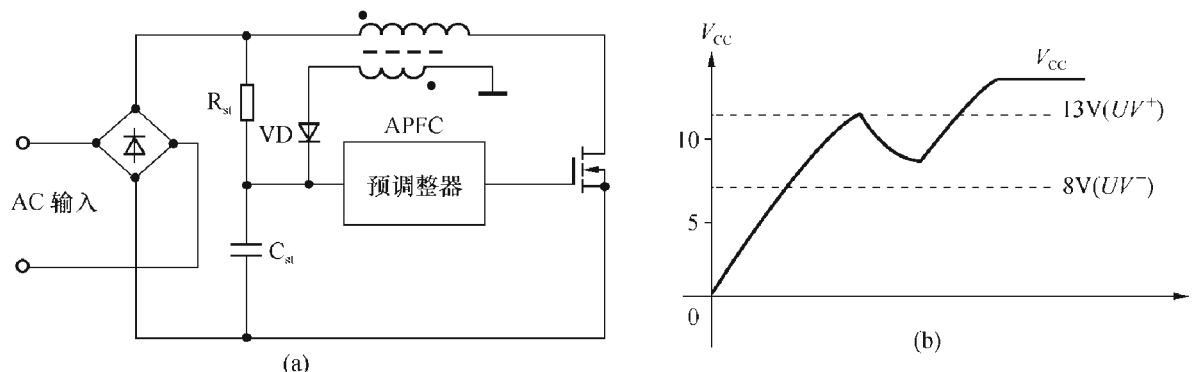


图 7-9 启动电路及 V_{cc} 波形

当接通电源后，交流电压经二极管电桥整流后，整流电压经 R_{st} 给启动电容 C_{st} 充电，当此电压达到上升阈值 (13V) 后，集成电路开始工作，MOS 管开关转换，集成电路工作电流增大，启动电容 C_{st} 放电，在其电压减小到下降阈值 8V 以前，辅助绕组通过二极管 VD 给 C_{st} 充电，使 C_{st} 电压上升，保证此后电路能正常工作。因此，在这种电路中我们可以选用阻值较大、瓦数较小的限流电阻 R_{st}，只要能由它提供比 0.3~0.4mA 更大的电流（一般比启动电流大两倍），便可使集成电路开始工作。之后，再由内部的高频开关电流通过辅助绕组产生高频电压，经二极管 VD 整流提供 5~10mA 的正常工作电流，从而达到低功耗、高效率启动集成电路的目的。

2. 误差放大器 (Error Amplifier EA)

误差放大器的反相输入端 INV 及输出端 EAOUT 分别连到集成电路的①脚及②脚，其同相输入端在集成电路内部接到 2.5V 的基准电压端，功率因数控制器的输出电压 V_o 经电阻

R_1 、 R_2 分压加到反相输入端 INV (①脚), 如图 7-10 所示。

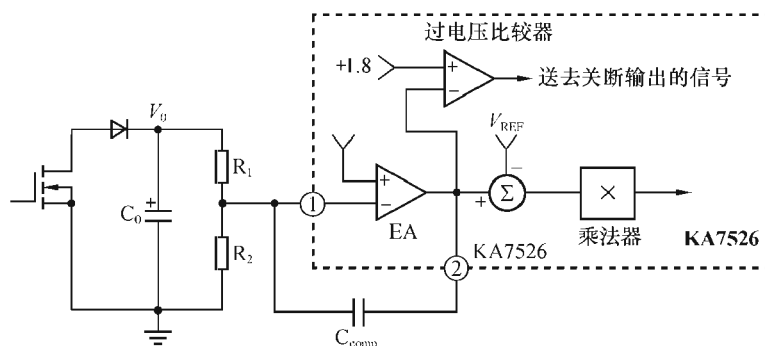


图 7-10 误差放大器 EA

由于误差放大器 EA 是一个高增益的运算放大器, 根据虚地原理, 其反相输入端①与同相输入端 (内接基准电压 $V_{ref} = 2.5V$) 的电位近似相等。由此可知

$$V_o \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 2.5(V) \quad (7-12)$$

或

$$V_o = 2.5 \times \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (7-13)$$

改变 R_1/R_2 比值, 可改变输出电压 V_o 值, 例如 $\frac{R_1}{R_2} = 159$, 则

$$V_o = 2.5 \times 160 = 400(V)$$

误差放大器的输出在集成电路内部与乘法器相连, 在外部则通过反馈补偿网络 (如 RC 网络) 连到反相输入端, 把放大器带宽限制在 20Hz 以内, 这样, 放大器的输出电压在一个交流周期内保持相对恒定, 以免受到电源频率的二倍频纹波的影响。

3. 过电压保护 (Over Voltage Protection OVP)

上述误差放大器控制环的窄频带特性会使输出电压失控, 超出控制范围 (简称失控), 这可能发生在以下情况: 开始启动, 突然去掉负载 (例如镇流器保护时, 两开关管不工作), 输出有电弧放电时。

过电压比较器监控误差放大器的输出电压。当去掉负载时, 输出电压 V_o 变高, 误差放大器输出低于 1.8V, 使过压比较器输出高电平, 将输出驱动器关断, 直到误差放大器输入端降到 2.5V 以下为止。

4. 乘法器 (Multiplier)

乘法器是一个关键部件, 通过它, 可使流过电感的电流的峰值跟随输入交流电压按正弦规律变化, 这样, 输入电流的平均值变成一个正弦波, 从而达到提高功率因数的目的。

由图 7-11 可知, 乘法器的一个输入端 (③脚) 接到 R_3 、 R_4 电阻分压器 (V_{m1}), 由它监控整流后的单向正弦电压; 另一个输入端输入信号则通过集成电路内部接到误差放大器输出 (②脚) V_{m2} 与参考电压 V_{ref} 之差、即以 $V_{m2} - V_{ref}$ 来驱动。由于乘法器在很宽的动态范围内 (③脚电压由 0V 到 3.8V, 误差放大器输出由 2.5V 到 4.5V) 有很好的线性转移特性, 它的输出与其两个输入的乘积成正比, 可以表示为

$$V_{mo} = KV_{m1}(V_{m2} - V_{ref}) \quad (7-14)$$

式中 K 为乘法器的增益，其值约为 $0.65/V$ 。

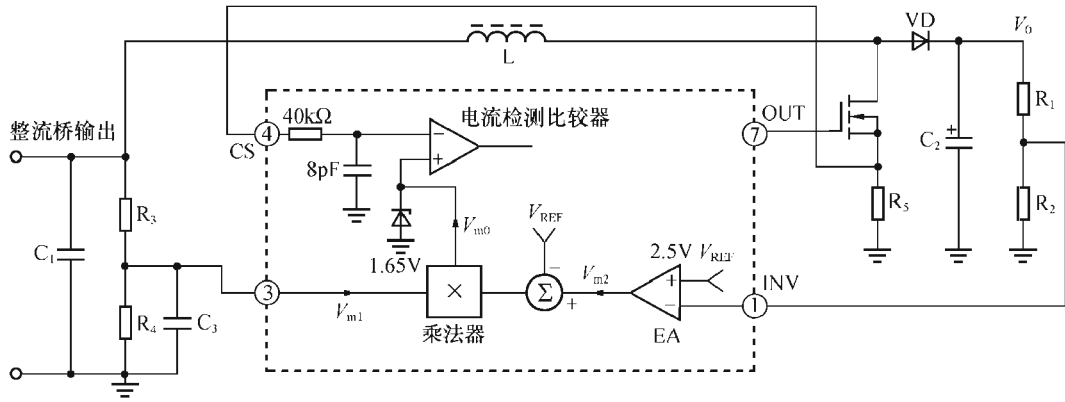


图 7-11 乘法器功能的说明

当输入交流电压由 0 向峰值按正弦规律变化时，乘法器输出 V_{m0} 送到电流检测比较器的同相输入端，作为该比较器的基准电压，与由 MOS 功率开关管源极电阻 R_5 送来的电压（它反映了流过电感 L 的电流）相比较。考虑到乘法器的另外一个输入 V_{m2} 是由输出电压 V_0 分压得到的，在正常情况下 V_0 基本不变，这样，乘法器的输出 V_{m0} 的大小基本上反映了按正弦规律变化的输入电压 u_1 。

因此，当流过电感 L 电流在 R_5 产生的压降达到并超过由乘法器所设定的阈值 V_{m0} 时，电流检测器将输出低电平，使集成电路内部的 RS 触发器复位， $\bar{Q}=1$ ，集成电路的驱动输出 OUT 变为低电平（图 7-11 未画出）将功率 MOS 管关闭，电感电流不再增加，达到其峰值 I_{LP} 。显然，在这样的条件下，峰值 I_{LP} 的大小是与该时刻的输入电压 u_1 成正比的。

由于乘法器输出 V_{m0} 中还包括与 APFC 输出电压 V_0 成正比的成分，如果 V_0 有所变动，例如其值变小，则由于此输入是加到误差放大器的反相输入， V_{m2} 将上升，乘法器输出 V_{m0} 变大，电流检测比较器将延长功率开关 MOS 管的导通时间，增加升压电感 L 中储存的磁能，使 V_0 升高。反之，则会缩短 MOS 管的导通时间，使 V_0 减小，从而达到调整 V_0 使其值趋于稳定的目的。

5. 电流检测比较器 (Current Sense Comparator)

电流检测比较器后面接有一个 RS 锁存器，它锁存比较器的信号，一旦检测流过功率 MOS 管的电流超过由乘法器输出所设定的阈值，锁存器复位，立刻将功率 MOS 管关闭。比较器内部用 $1.65V$ 的稳压二极管钳位，因此， V_{m0} 最大值为 $1.65V$ ，而电感电流三角波的最大峰值为：

$$\hat{I}_{LP} \leq \frac{1.65}{R_5} \quad (7-15)$$

或者，根据输出功率 P_0 ，输入电压 V_1 ，确定电感电流最大峰值 \hat{I}_{LP} ，并据此确定 R_5 所能取的最大值，

$$\hat{I}_{LP} = 2\sqrt{2}I_1 = 2\sqrt{2}\frac{P_1}{V_1} = 2.828\frac{P_0}{\eta V_1} \leq \frac{1.65}{R_5}$$

取 $\eta=0.95$ ，则

$$R_5 \leq \frac{1.65\eta V_1}{2.828P_0} = 0.55\frac{V_1}{P_0} \quad (7-16)$$

根据输出功率及输入电压，可按上式选取合适的 R_5 值。式 (7-16) 表明：在 V_1 （应按最小工作电压取值）、 P_0 一定时， R_5 取值是有一定限制的，不能取得太大。

在电流检测输入端 CS 的内部接有 RC 滤波器，滤除电流波形中的高频杂波，因而无须

在外部连接 RC 滤波器。

6. 零电流检测器 (Zero Current Detector ZCD)

在 APFC 工作原理中, 我们提到 MOS 开关管截止后, 电感电流将通过二极管对输出电容 C_o 充电 (图 7-2), 电流直线下降, 当下降到零时, APFC 控制器检测这一时刻, 使 MOS 开关管重新导通, 开始下一个开关周期。为了实现这一目的, 与升压电感 L 耦合的副绕组通过电阻 R 连到集成电路的 5 脚, 即零电流检测脚 IDET, 一旦电感电流下降到 0, 此副绕组上的电压将改变极性, 当 IDET 脚输入电压降到 1.8V 以下时, 则零电流检测比较器的输出将变成低电平, 使 RS 锁存器置 1, 输出 OUT 变为高电平, MOS 开关管重新导通, 如图 7-12 所示。

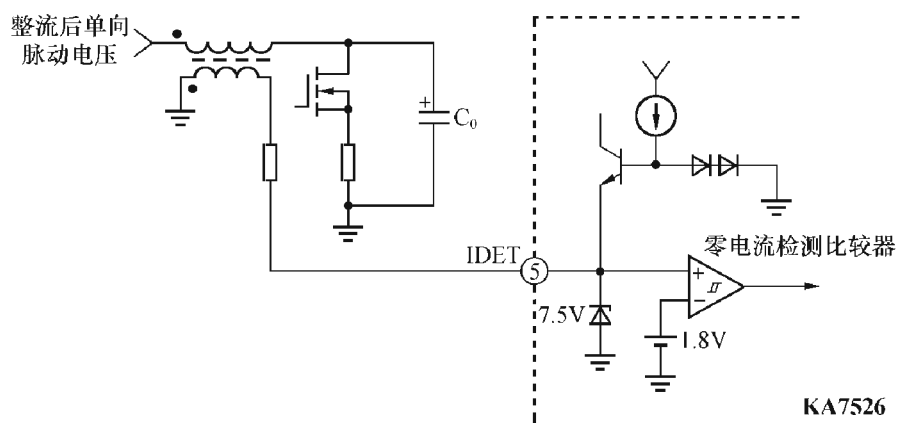


图 7-12 零电流检测

为防止误触发, 比较器设有 240mV 的回差电压。零电流检测的输入端内部用两个钳位器加以保护, 7.5V 的上钳位可以防止输入过电压击穿, 而 0.75V 的下钳位可以防止衬底注入 (Substrate injection)。

集成电路内部有看家狗定时器 (Watch dog timer), 这样在单独使用时, 可以无需外接振荡器。如果电感电流下降到零后超过了 $300\mu\text{s}$ 、而驱动器输出仍然关断, 那么定时器会自动启动, 并再次启动功率因数控制器。

7. 驱动输出

KA7526 含有一个图腾柱 (推拉) 输出级, 专门为直接驱动 MOS 场效应管而设计, 它能提供高达 500mA 的峰值电流, 在 1nF 的负载下, 脉冲上升及下降时间仅为 130ns 及 50ns。内部的附加线路保证欠电压封锁能正常工作, 驱动输出处于灌电流模式, 这一特性可以使栅极无需外接下拉电阻。输出驱动有内部电压钳位, 可以保证在电源电压波动超过外接 MOS 场效应管的门限电平 $V_{GS(TH)}$ (一般为 20V) 时, 驱动输出仍然低于 13V, 这样功率 MOS 场效应管的 G、S 之间就不用外接保护用的齐纳二极管了。

四、应用电路举例

图 7-13 是 KA7526 做成的 $2 \times 32\text{W}$ 的自振荡的电子镇流器电路, 由 EMI 滤波器、整流桥、有源功率因数校正电路、半桥逆变电路组成, 各部分工作原理均已在相关部分中介绍过, 这里不再重复。

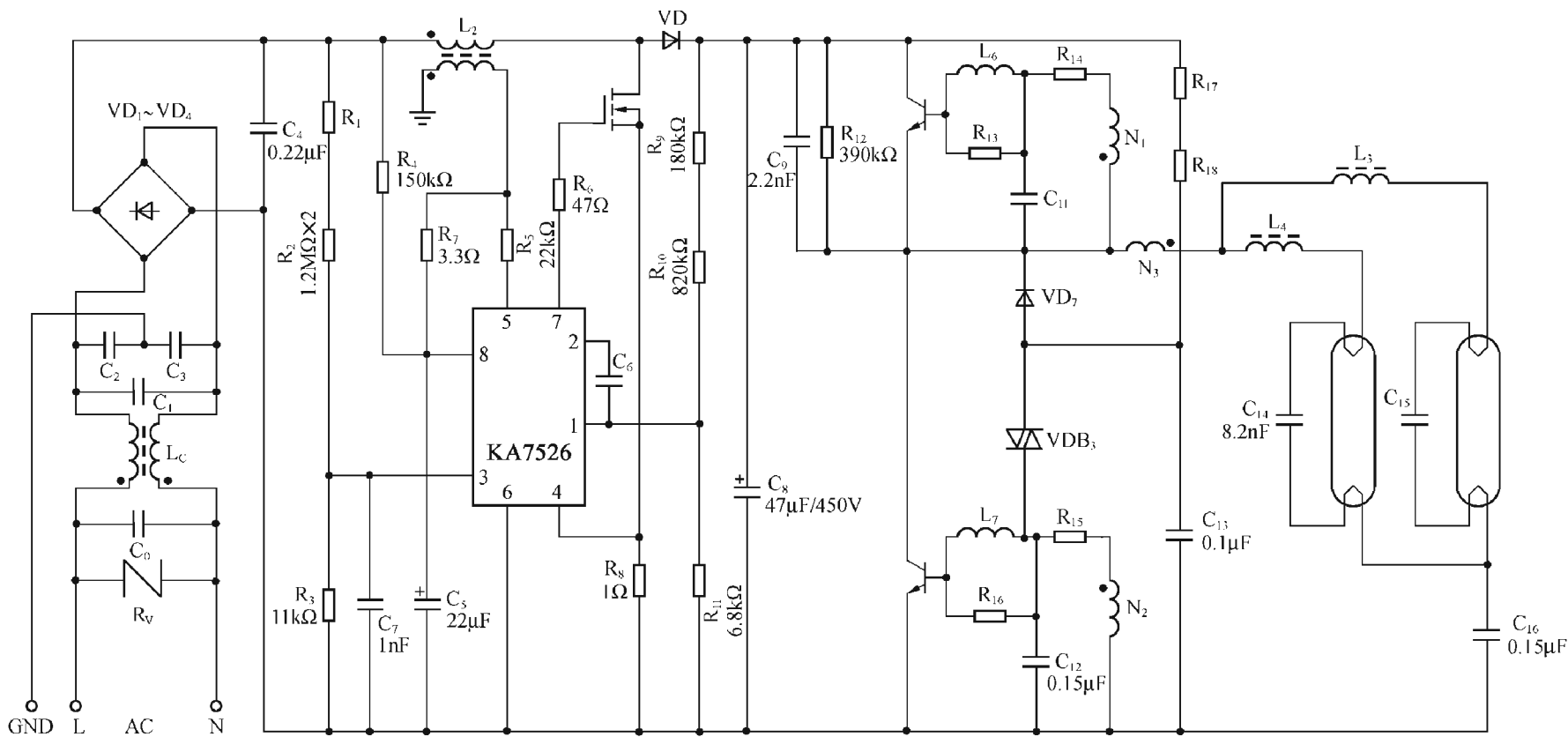


图 7-13 用 KA7526 的功率校正电路组成的 $2 \times 32W$ 电子镇流器电路

第三节 峰值电流控制 APFC 控制器 L6560/L6561

L6560/L6561 是意法 SGS—Thomson (ST) 微电子公司采用双极与 CMOS 混合工艺制造的有源功率因数校正控制器集成电路。这个电路同前面讲到的 KA7526 功能相同，也有 8 脚双列直插封装和 SO8 表面贴装两种形式。

一、L6560/L6561 的结构框图

L6560 的框图如图 7-14 所示。

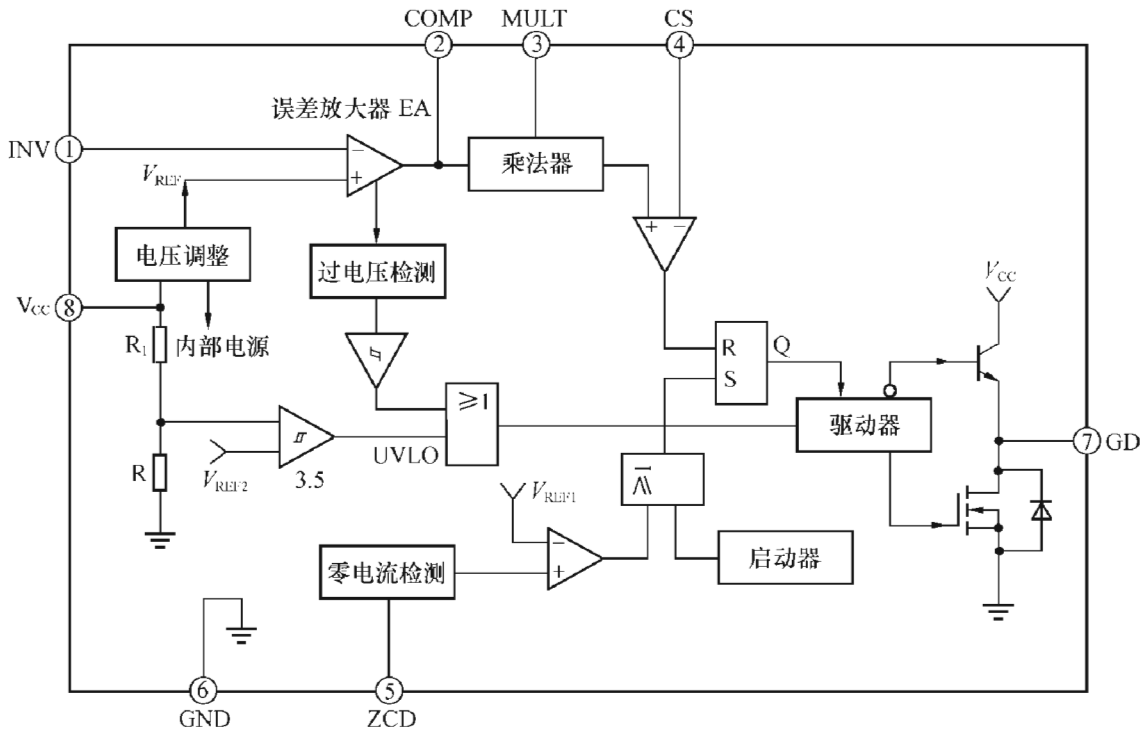


图 7-14 L6560 的框图

L6560/L6561 的引脚功能同 KA7526 完全一样，只是②、⑤、⑦脚名称有所不同（如表 7-3 所示），两种功能块的参数也相差不多。

表 7-3 KA7526 与 L6561/ L6560 引脚名称的差别

引脚号	KA7526	L6561/L6560
②	EAOUT (误差放大器输出)	COMP (补偿端)
⑤	IDET (零电流检测)	ZCD (零电流检测)
⑦	OUT (输出)	GD (栅极驱动)

L6560 的特点是：

- ◆ 有很精确的可调节的内部输出过电压保护；
- ◆ 启动电流为 0.5mA，启动电压有回差特性；
- ◆ 很低的工作电流，小于 3.5mA；

- ◆ 内部有再启动定时器；
- ◆ 图腾柱输出，输出电流为±400mA。

L6561 是 L6560 的升级换代产品，与 L6560 兼容；其乘法器性能更优越，可在很宽的输入电压范围（由 AC 85V 到 260V）内工作，启动电流更小，仅为数十微安；此外，在 ZCD (⑤) 脚有使失效功能 (Disable function)。当此脚电压为零时，其栅极驱动输出为零，集成电路不工作，处在维持状态，仅消耗较小的功率。在 CS 脚内部接有 RC 滤波器，这一点同 KA7526 是一样的。

图 7-15 是 L6561 的结构框图。

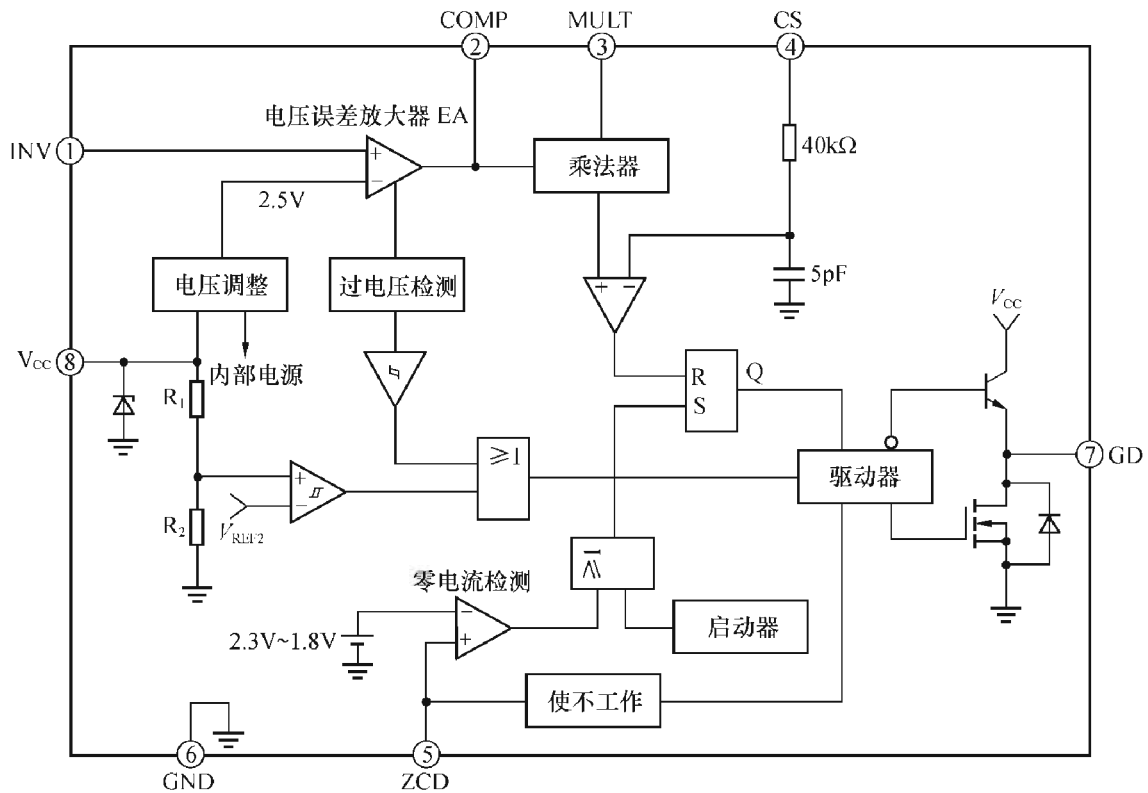


图 7-15 L6561 框图

二、用 L6560/L6561 组成的 APFC 电路

图 7-16、图 7-17 是用 L6560 组成的两种电子镇流器功率因数校正电路，图 7-18、图 7-19 是用 L6561 组成的两种电子镇流器功率因数校正电路。

对图 7-16、图 7-17 两种电路参数的实测数据如表 7-4，表 7-5 所示

表 7-4 图 7-16 的实测数据

V ₁ (V)	P ₁ (W)	PF	THD ₁ (%)	H ₃ (%)	H ₅ (%)	H ₇ (%)	H ₉ (%)	V _o (V)	P _o (W)	ΔV _o (V)	η (%)
88	110.2	0.997	2.47	2.04	0.98	0.44	0.19	237.4	102.5	4	93.0
110	108.7	0.999	2.37	2.10	0.58	0.40	0.32	237.4	102.5	4	94.0
132	107.9	0.999	2.57	2.33	0.48	0.40	0.32	237.4	102.5	4	95.0

表中 H₃、H₅、H₇、H₉ 分别表示 3、5、7、9 次谐波百分比。

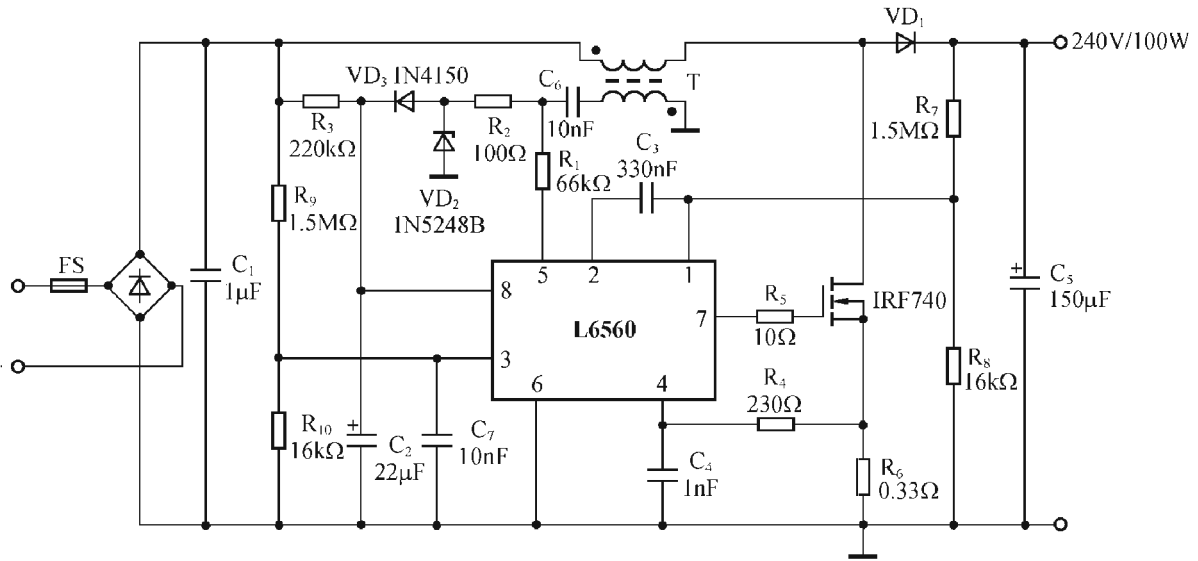


图 7-16 L6560 组成的 APFC 电路 (110V 电源、100W 输出)

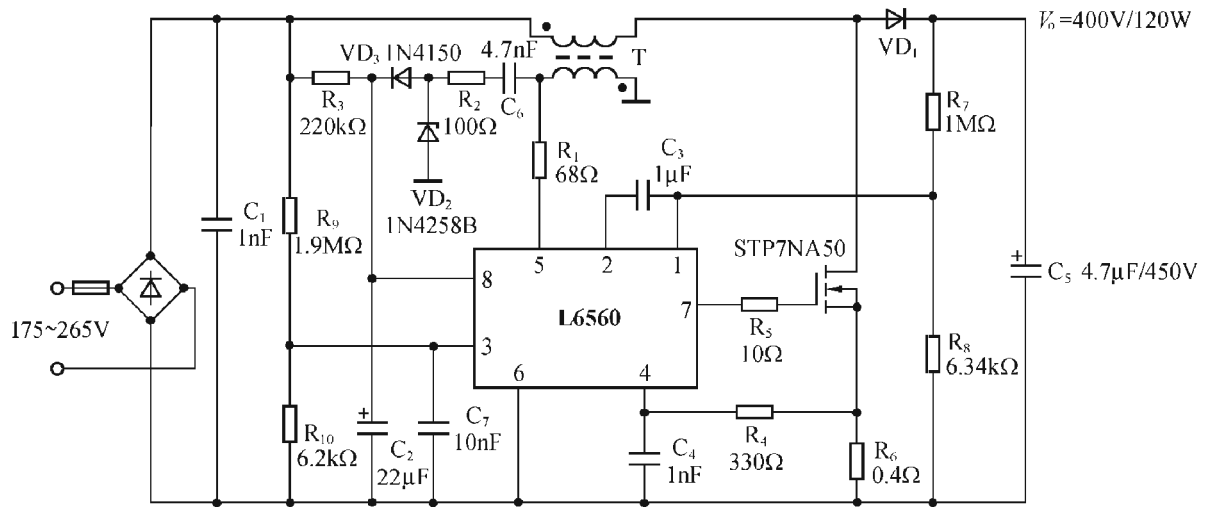


图 7-17 L6560 组成的 APFC 电路 (220V 电源、120W 输出)

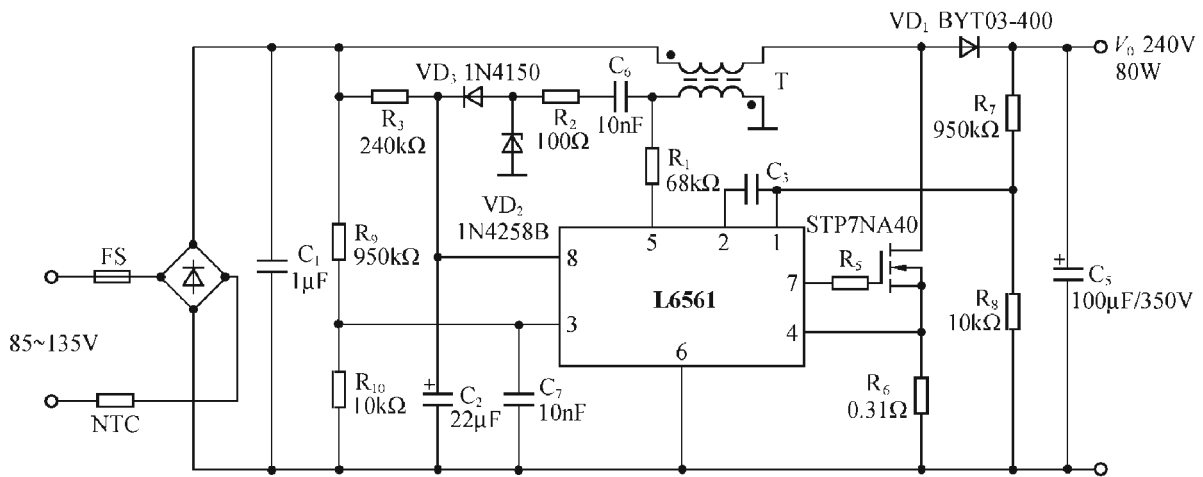


图 7-18 L6561 组成的 APFC 电路 (110V 电源、80W 输出)

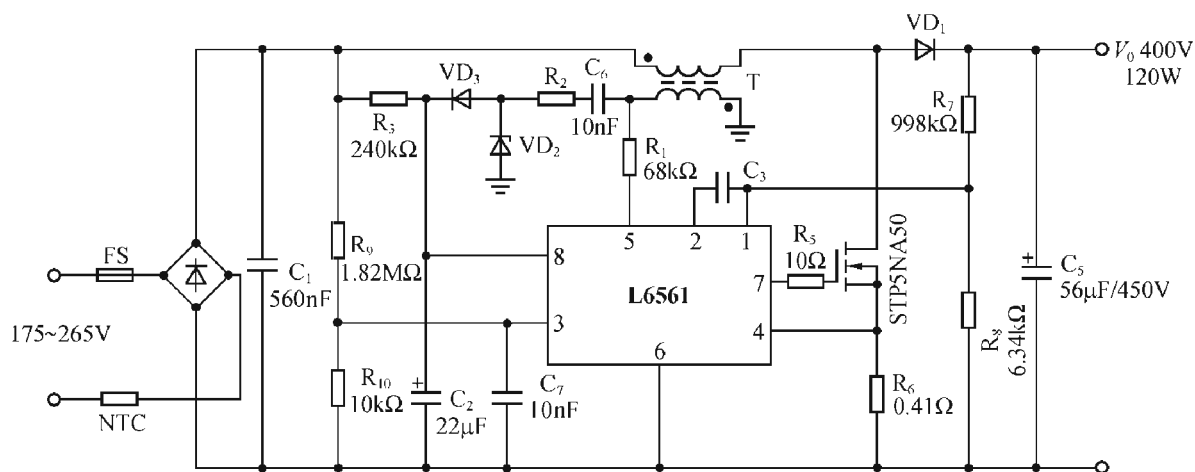


图 7-19 L6561 组成的 APFC 电路 (220V 电源、120W 输出)

表 7-5 图 7-17 的实测数据

V_1 (V)	P_1 (W)	PF	THD_1 (%)	H_3 (%)	H_5 (%)	H_7 (%)	H_9 (%)	V_o (V)	P_o (W)	ΔV_o (V)	η (%)
180	127.3	0.995	3.48	2.68	0.95	0.62	0.44	398.1	122.0	10	95.8
220	126.5	0.988	6.27	4.70	1.96	1.39	1.17	398.1	122.0	10	96.4
260	126.0	0.976	9.56	7.09	2.64	2.42	2.06	398.1	122.0	10	96.8

三、APFC 电路参数计算

有关峰值电流控制 APFC 电路中一些元件参数的计算公式及一些计算实例列举如下：

1. 最低工作频率 f_{sw}

对图 7-18：电感 L 用 ETD29×16×10mm 磁心，绕 90 匝，10×0.2mm 漆包线，L=0.7mH（气隙为 1.8mm）。

按式 (7-10)，最小开关频率为

$$\begin{aligned}
 f_{sw} |_{\min} &= \frac{V_1^2 \min \times \eta (V_o - \sqrt{2} V_1 \min)}{2LP_o V_o} \\
 &= \frac{88^2 \times 0.95 (240 - 1.414 \times 88)}{2 \times 0.7 \times 80 \times 240 \times 10^{-3}} \\
 &= \frac{88^2 \times 0.95 (240 - 1.44 \times 88)}{2 \times 0.7 \times 80 \times 240 \times 10^{-3}} \\
 &= 31.6 (\text{kHz})
 \end{aligned}$$

对图 7-19：电感用 ETD29×16×10mm 磁心绕 90 匝，L=0.8mH。

当 $V_1 = V_{1\min}$ 时，

$$\begin{aligned}
 f_{sw} |_{\min} &= \frac{V_1^2 \min \times \eta (V_o - \sqrt{2} V_1 \min)}{2LP_o V_o} \\
 &= \frac{176^2 \times 0.95 (400 - 1.414 \times 176)}{2 \times 0.8 \times 120 \times 400 \times 10^{-3}} \\
 &= 57.9 (\text{kHz})
 \end{aligned}$$

当 $v_1 = V_{1\max}$ 时,

$$\begin{aligned} f_{\text{sw}}|_{\min} &= \frac{V_1^2 \max \times \eta (V_o - \sqrt{2} V_1 \min)}{2LP_o V_o} \\ &= \frac{264^2 \times 0.95 (400 - 1.414 \times 264)}{2 \times 0.8 \times 120 \times 400 \times 10^{-3}} \\ &= 24.2 (\text{kHz}) \end{aligned}$$

所以在这里最小频率是指在输入电压最大且相位 $\varphi = 90^\circ$ 时。一般计算开关频率时, 应对输入电压为最大和最小时分别加以计算, 并取其中频率之最小者。

2. 升压电感之铜损

$$P_{\text{cu}} = I_L^2 R_{\text{cu}} \quad (7-17)$$

I_L 为流过电感电流的有效值, R_{cu} 为线圈的铜阻

$$I_L = \frac{2}{\sqrt{3}} I_1 \quad (7-18)$$

已知输入电压 V_1 为最小值时, 输入电流 I_1 为最大。

对图 7-18:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{P_o}{\eta \times V_{1\min}} = \frac{80}{0.95 \times 88} = 0.957 (\text{A}) \\ I_L &= \frac{2}{\sqrt{3}} \times 0.957 = 1.10 (\text{A}) \\ P_{\text{cu}} &= I_L^2 \times R_{\text{cu}} = 1.1^2 \times 0.56 = 0.678 (\text{W}) \end{aligned}$$

对图 7-19:

$$\begin{aligned} I_1 &= \frac{P_o}{\eta \times V_{1\min}} = \frac{120}{0.95 \times 176} = 0.718 (\text{A}) \\ I_L &= \frac{2}{\sqrt{3}} \times I_1 = 0.829 (\text{A}) \\ P_{\text{cu}} &= 0.829^2 \times 0.68 = 0.47 (\text{W}) \end{aligned}$$

3. 开关管的选用及其导通损耗之计算

对功率开关管, 主要根据漏、源极之间的击穿电压、漏极电流及导通时电阻选用, 并要求 R_{DS} 尽可能小一些。

对图 7-18:

根据 $V_o = 240\text{V}$, 可选用耐击穿电压为 $BV_{\text{DS}} = 400\text{V}$ 的 MOS 管, 本例中选用 STP7NA40, 其导通时的漏源电阻 $R_{\text{DS}}|_{75^\circ\text{C}} = 0.7\Omega$ 。

MOS 管的导通损耗可按下列式计算:

$$P_{\text{on}} = I_Q^2 R_{\text{DS}} \quad (7-19)$$

式中, I_Q 为 MOS 开关管导通时电流的有效值, R_{DS} 为工作温度下的导通电阻。

$$I_Q = 2\sqrt{2} I_1 \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2} V_1}{9\pi V_o}}$$

$$= 2\sqrt{2} \times 0.957 \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4 \times 1.414 \times 88}{9\pi \times 240}} \quad (7-20)$$

$$= 0.812(\text{A})$$

$$P_{\text{ON}} = I_{\text{Q}}^2 R_{\text{DS}} = 0.812^2 \times 0.7 = 0.46(\text{W})$$

对图 7-19:

因 $V_o = 400\text{V}$, 选用耐压为 500V 的 MOS 管 STP5NA50, 此 MOS 管的导通电阻 $R_{\text{DS}} |_{75^\circ\text{C}} = 2\Omega$, 按式 (7-20), 计算流过管子的电流; 按式 (7-19), 计算 MOS 管的导通损耗。

$$I_{\text{Q}} = 2 \times 1.414 \times 0.718 \times \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4 \times 1.414 \times 176}{9\pi \times 400}}$$

$$= 0.568(\text{A})$$

$$P_{\text{ON}} = I_{\text{Q}}^2 R_{\text{DS}} |_{75^\circ\text{C}} = 0.568^2 \times 2 = 0.64(\text{W})$$

4. 升压二极管

选用升压二极管, 其耐压可以与所选用的功率开关管一样, 而其电流可按下式选用

$$I_{\text{D}} = 2\sqrt{2} I \sqrt{\frac{4\sqrt{2}V_{\text{I}}}{9\pi V_o}} \quad (7-21)$$

对图 7-18:

$$I_{\text{D}} = 2 \times 1.414 \times 0.957 \times \sqrt{\frac{4 \times 1.414 \times 88}{9\pi \times 240}}$$

$$= 0.733(\text{A})$$

可选用二极管 BYT03-400。

对图 7-19:

$$I_{\text{D}} = 2 \times 1.414 \times 0.718 \times \sqrt{\frac{4 \times 1.414 \times 176}{9\pi \times 400}}$$

$$= 0.60(\text{A})$$

可选用二极管 BYT13-600。

5. 启动电阻 R_3 之选择

我们要求在输入电压为最小值时, 启动电阻 R_3 能提供能启动集成电路工作时所需要的电流, 即电压达到其上升阈值 UV^+ (一般在 15V 左右) 时能提供足够大的充电电流 $I = 0.6 \sim 1.0\text{mA}$ 。一般此电流最小为启动电流的 $2 \sim 3$ 倍 (对 L6561 可取小一些)。

$$R_3 \leq \frac{\sqrt{2}V_{\text{imin}} - UV^+}{I} \quad (7-22)$$

对图 7-18:

$$R_3 \leq \frac{1.414 \times 88 - 15}{0.6} = 364(\text{k}\Omega)$$

R_3 可用 $240\text{k}\Omega$ 。

对图 7-19:

$$R_3 \leq \frac{1.414 \times 176 - 15}{0.6} = 389(\text{k}\Omega)$$

R_3 可用 440k Ω 。

另外, R_3 值也不能太小, 要求在输入电压最高时, 它所消耗的功率以小于 0.5W 为宜。

6. 电感电流取样电阻 R_6 之选择

根据电流峰值比较器内接的钳位电压为 1.6V, 由 R_6 取样的电压不能超过 1.6V。

$$R_6 \hat{I}_{LP} = R_6 \cdot 2\sqrt{2} \frac{P_1}{V_1} < 1.6$$

$$R_6 \leq \frac{1.6}{2.828} \times \frac{V_1}{P_1} = 0.566 \times \frac{\eta V_{Imin}}{P_o} \quad (7-23)$$

对图 7-18: $\eta = 0.95$, $V_{Imin} = 88\text{V}$, $P_o = 80\text{W}$

$$R_6 \leq 0.566 \times \frac{0.95 \times 88}{80} = 0.59(\Omega)$$

可选取 $R_6 = 0.31\Omega$ 。

对图 7-19:

$$R_6 \leq 0.566 \times \frac{0.95 \times 176}{120} = 0.79(\Omega)$$

可取 $R_6 = 0.41\Omega$ 。

7. R_7 、 R_8 之选择

根据

$$V_o \times \frac{R_8}{R_7 + R_8} = 2.5 \quad (7-24)$$

已知 V_o , 便可选取 R_7 、 R_8 值, 一般应取较大值, 以减小功耗。

对图 7-18: $V_o = 240\text{V}$, 并取 $R_8 = 10\text{k}\Omega$, 则有

$$\frac{R_7}{R_8} + 1 = \frac{V_o}{2.5} = \frac{240}{2.5} = 96$$

可得 $R_7 = (96 - 1) R_8 = 950(\text{k}\Omega)$

对图 7-19: $V_o = 400\text{V}$, 并取 $R_8 = 6.34\text{k}\Omega$, 则有

$$\frac{R_7}{R_8} + 1 = \frac{V_o}{2.5} = \frac{400}{2.5} = 160$$

可得 $R_7 = 159 \times 6.34 = 1.008(\text{M}\Omega)$

本例中, 取 $R_7 = 998\text{k}\Omega$, 则

$$V_o = \left(\frac{R_7}{R_8} + 1\right) \times 2.5 = 396(\text{V})$$

R_7 、 R_8 应选用误差为 $\pm 1\%$ 的精密电阻, 以得到所希望的输出电压值。这样, 在大量生产中可以得到一致的输出电压, 为后面驱动部分的调试带来方便。

四、用 L6561 组装 2×20W、2×40W 一拖二电子镇流器

图 7-20 是一拖二电子镇流器 2×20W、2×40W, 是笔者为一家公司开发的, 两种电路形式是相同的, 只不过元件参数有所不同而已。下面是我们调试中的一些经验, 仅供大家参考。

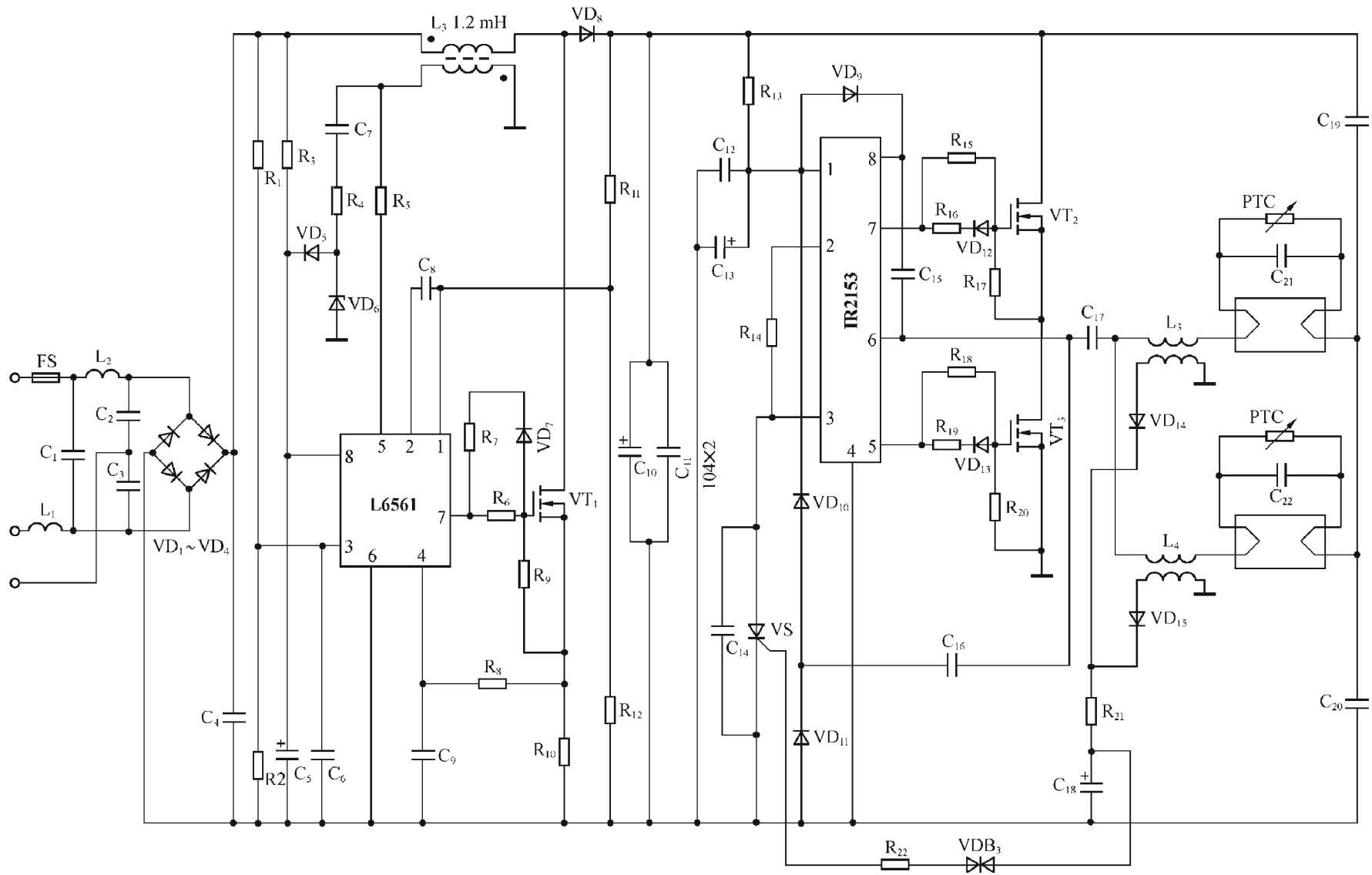


图 7-20 2×40W 一拖二电子镇流器

① 升压电感的电感量变化对电路的正常工作并没有太大的影响，在调试中，电感在 1.26~2.3mH 范围变化时，电路均能正常工作，只是功率因数有些微变化。

② 在输出 7 脚与 MOS 功率开关管栅极之间的距离应尽量缩短，在两者之间加 100Ω 电阻，可以减少输出电压出现过冲或振铃现象，同时它对输入电流的波形影响也很大，能使波形变好，在栅源间加 47kΩ 电阻，输入电流波形会更好，都有助于提高功率因数。

③ 输出电压 V_o 值大小，在调整时（调整 R_{11} 、 R_{12} 的比值）会对功率三极管的发热程度有影响，而且对输入电压的允许调整范围也有影响。

④ 升压电感的次波匝数不宜太多，匝数太多，次级电压会太高。此时要适当减小 C_7 容量并加大 R_4 阻值，以免稳压二极管电流过大，管温太高。

⑤ 在取样电阻 R_{10} （用 $2.2\Omega \parallel 2.2\Omega$ ）上并接 $0.15\mu\text{F}$ 电容，有利于电源接通后立即进入功率因数校正状态， $PF=0.99$ ；如不加 $0.15\mu\text{F}$ 电容，开始会有一段时间 $PF=0.77$ ，但此电容也不能过大。

⑥ 如电路有异常保护功能，则在灯管负载处于异常状态（如灯不启动）时，电路被保护，半桥逆变电路不工作，功率因数控制电路没有负载，输出电压会有过冲，过冲电压比其正常电压高 25% 左右（见后面图 7-25 实测波形）。电解电容 C_{10} 会因长时间工作于过高电压而发热爆裂，直至失效，由于 L6561 内部有过电压比较器，有过电压保护功能，它能使输出电压过冲减小为 8%，避免在 L6561 长时间没有负载的情况下出现电解电容失效的问题。

⑦ 镇流器在灌散热胶时，要注意不要使 L6561 长时间处于 130°C 或更高温度下，那样集成电路性能会变坏，即使冷却后，性能已不能恢复，失去灌胶前的良好性能。

第四节 其它有代表性的峰值电流控制 APFC 控制器

除去上述的 L6560/6561、KA7526 外，其它一些公司也有与之相类似的产品，如美国硅通（Silicon General）公司的 SG3561A，西门子公司生产的 TDA4817、TDA4862，仙童（Fair Child）公司的 FAN7527，摩托罗拉（Motorola）公司及 ON Semiconductor 公司生产的 MC33262/MC34262 等产品，它们的工作原理、结构框图、外部引线同第二、三节所介绍的集成电路，基本上都是相同的。这里介绍其中的两三种，并着重说明它们的一些不同的地方。

一、MC33262/MC34262 功率因数校正控制器

MC33262/MC34262 也有两种封装形式，后缀为 P 的是双列直插 DIP 封装，后缀为 D 的是表面贴装的 SO-8 封装。MC34262 的工作温度为 $0^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ ，MC33262 的工作温度为 $-40^\circ\text{C} \sim +105^\circ\text{C}$ 。在电子镇流器中，由于工作温度较高，最好选用 MC33262。

1. MC33262/MC34262 的方框图

图 7-21 是 MC33262/MC34262 的功能方框图。

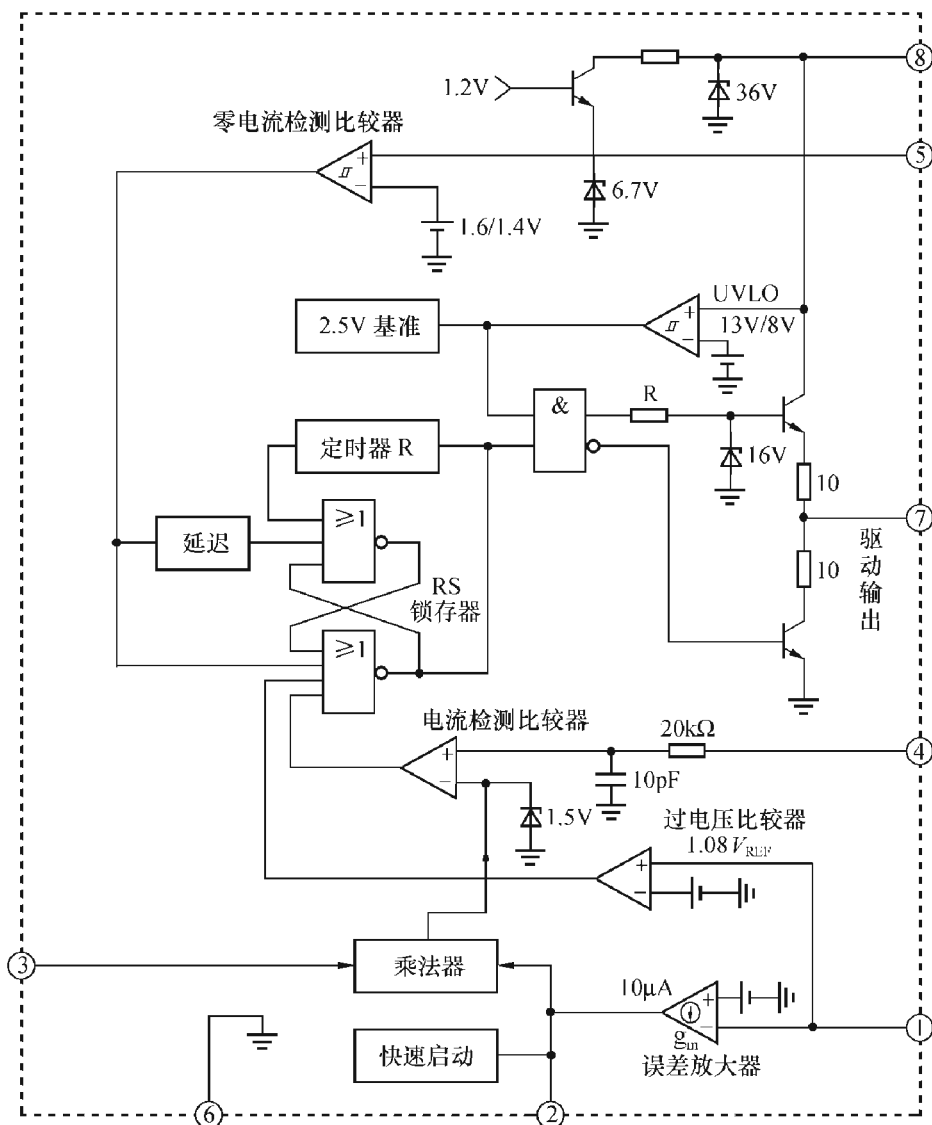


图 7-21 MC33262/MC34262 功能框图

与前述 L6561、KA7526 不同的是，MC33262 的误差放大器采用跨导型运算放大器，（图 7-21 中误差放大器输出端加一个 $10\mu\text{A}$ 恒流源），其输出阻抗高，能将输入电压的变化转换为输出电流的变化，转移特性以跨导表示，其跨导的典型值为 $100\mu\text{S}$ ，且在很宽的温度范围内保持恒定。

跨导型误差放大器的特点是允许输入相对于输出独立移动，补偿电容可接地，而不必接于反相输入端。这样反相输入端①可以由输出电压反馈及过压比较器共同使用，如图 7-21 中方框图所表示的那样。

此外，MC33262 还有一种快速启动功能，一般在初始启动时，补偿电容（接于 2 脚，如图 7-22 中的 C_1 ）会放电，使误差放大器的输出低于乘法器的阈值，这会阻止驱动输出的开关转换，并使 C_4 的自举供电作用延缓，如果 2 脚的电压在 C_4 电压下降到欠电压封锁（UVLO）的下降阈值 UV^- 之前，仍未达到乘法器的阈值，那么就会出现打嗝（hiccup）情况，造成启动延迟。快速启动线路是将 C_1 预先充电到 1.7V，它比乘法器的阈值略低一些。这样在启动时，能帮助驱动输出很快进入开关转换状态，并使 C_4 有自举供电作用。

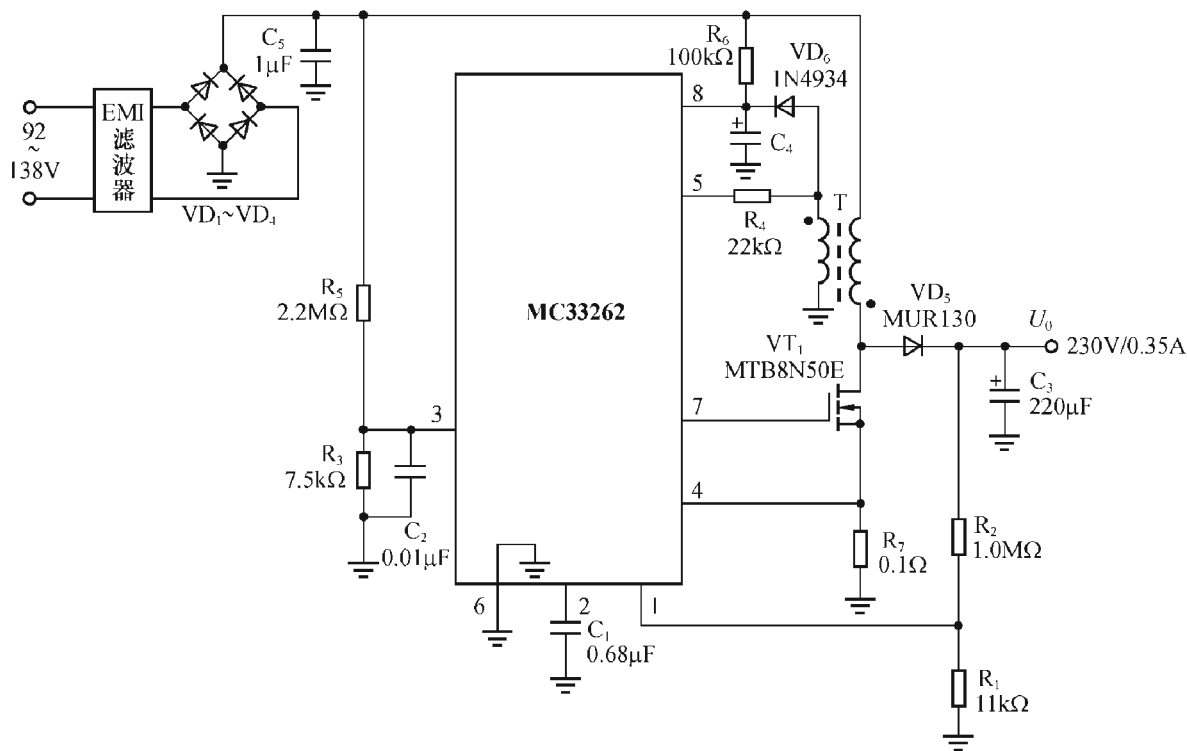


图 7-22 80W92 ~138V 功率因数校正器

2. MC33262 的特点

- ◆ 有过电压比较器，可以防止输出电压超出控制范围（即不会失控）；
- ◆ 有零电流检测器；
- ◆ 内部启动定时器；
- ◆ 内部有 2% 可微调的带隙基准电源；
- ◆ 具有推拉输出（图腾柱输出）、高电平钳位功能，驱动电流为 ±500mA，在 1nF 负载下，上升、下降时间仅为 50ns；
- ◆ 有欠电压封锁功能，回差电压为 6.0V；
- ◆ 有一象限乘法器；
- ◆ 启动电流小，仅为 250μA；工作电流小，仅为 6.5mA 左右，动态下为 9mA；
- ◆ 功能上完全可替代 SG3561、TDA4817。

3. MC33262 的应用举例

图 7-22 是用 MC33262 组成的 110V（80W）功率因数控制器，图中升压电感 T 的参数为：磁心 PT2510（EE25），原边 62 匝用 22AWG 线绕、气隙 1.82mm，副边 5 匝用 22AWG 线绕制，原边电感量 320μH。表 7-6 是其实测数据。

表 7-6 图 7-22 功率因数控制器电路实测数据

交流输入				电流谐波失真 (% I ₁)					直流输出				
V ₁	P ₁	PF	I ₁	THD	H ₂	H ₃	H ₅	H ₇	ΔV _o	V _o	I _o	P _o	η%
90	85.9	0.999	0.93	2.6%	0.08	1.6	0.84	0.95	4.0	230.7	0.350	80.8	94.0

交流输入				电流谐波失真 (% I_1)					直流输出				
V_1	P_1	PF	I_1	THD	H_2	H_3	H_5	H_7	ΔV_o	V_o	I_o	P_o	$\eta\%$
100	85.3	0.999	0.85	2.3%	0.13	1.0	1.2	0.73	4.0	230.7	0.350	80.8	94.7
110	85.1	0.998	0.77	2.2%	0.10	0.58	1.5	0.59	4.0	230.7	0.350	80.8	94.9
120	84.7	0.998	0.71	3.0%	0.09	0.73	1.9	0.58	4.1	230.7	0.350	80.8	95.3
130	84.4	0.997	0.65	3.9%	0.12	1.7	2.2	0.61	4.1	230.7	0.350	80.8	95.7
138	84.1	0.996	0.62	4.6%	0.16	2.4	2.3	0.60	4.1	230.7	0.350	80.8	96.0

图 7-23 是用 MC33262 组成的 175W、适用于 110~230V 的功率因数控制器，图中升压电感器（同时提供副边电压）参数为：原边 78 匝、用 16AWG 线绕制，电感为 $870\mu\text{H}$ ；副边 6 匝、用 18AWG 线绕制，磁心用 PT4215 (EE42-15)。表 7-7 是其实测数据。

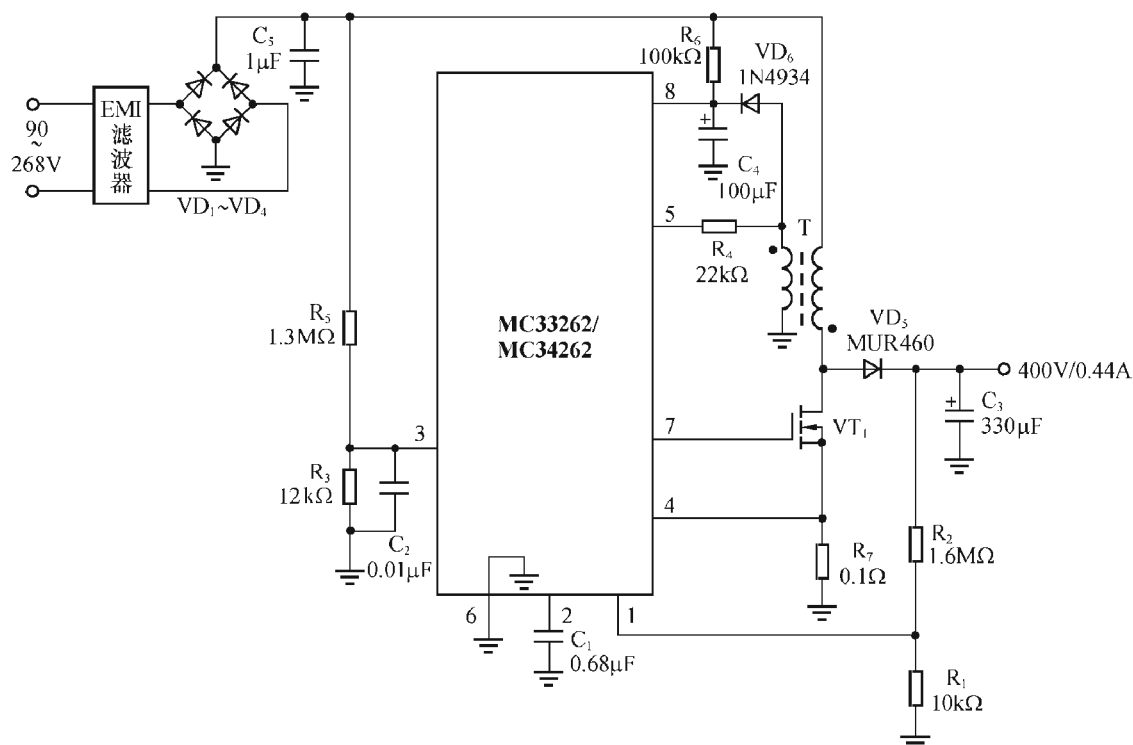


图 7-23 175W 90~268VAC 的功率因数校正电路

表 7-7

图 7-23 175W 功率因数控制器电路实测数据

交流输入				电流谐波失真 (% I_1)					直流输出				
V_1	P_1	PF	I_1	THD ₁	H_2	H_3	H_5	H_7	ΔV_o	V_o	I_o	P_o	$\eta\%$
90	193.3	0.991	2.15	2.8	0.18	2.6	0.55	1.0	3.3	402.1	0.44	176.9	91.5
120	190.1	0.998	1.59	1.6	0.10	1.4	0.23	0.72	3.3	402.1	0.44	176.9	93.1
138	188.2	0.999	1.36	1.2	0.12	1.3	0.65	0.80	3.3	402.1	0.44	176.9	94.0
180	184.9	0.998	1.03	2.0	0.10	0.49	1.2	0.82	3.4	402.1	0.44	176.9	95.7
240	182.0	0.993	0.76	4.4	0.09	1.6	2.3	0.51	3.4	402.1	0.44	176.9	97.2
268	180.9	0.989	0.69	5.9	0.10	2.3	2.9	0.46	3.4	402.1	0.44	176.9	97.2

图 7-24 是对应于图 7-23 的输入电流波形图，其中，图 7-24 (a) 是在输入 115V、输出 175W 时实测的输入电流波形；图 7-24 (b) 是输入 230V、输出 175W 时实测的输入电流波形。可以看出，它基本上是一个正弦波，只是在过零点附近有点小小的失真。

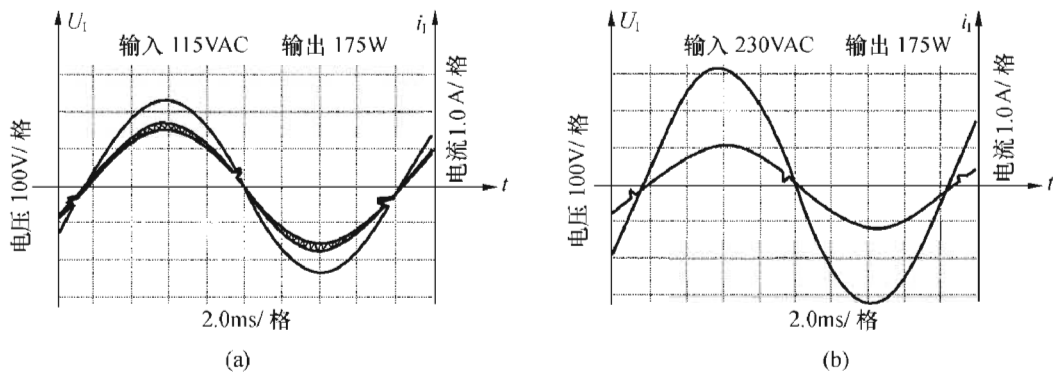


图 7-24 对应于图 7-23 的输入电流波形图

图 7-25 (a) 是在没有过压比较器时实测的输出电压的过冲波形，图 7-25 (b) 是在有过压比较器时实测的输出电压波形。可见有过压比较器时大大减小了输出电压的过冲，对电路的工作很有好处。

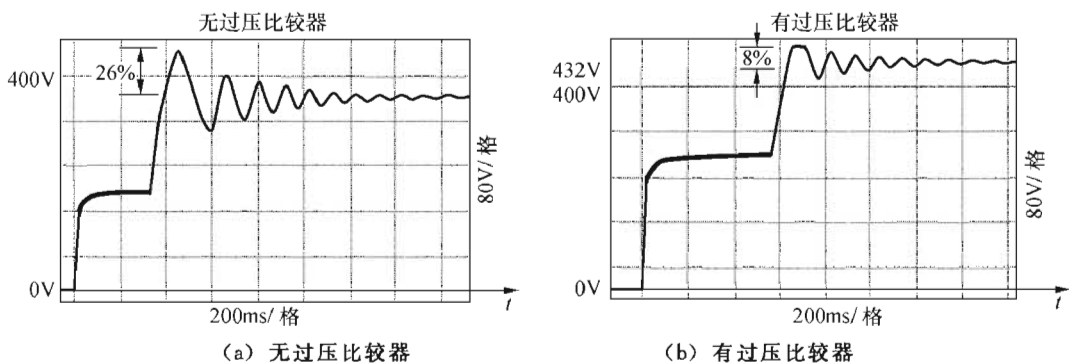


图 7-25 对应于图 7-23 电路输出电压的过冲波形

图 7-26 是用 MC33262 组成的 450W 通用功率因数控制器，表 7-8 是其实测数据。

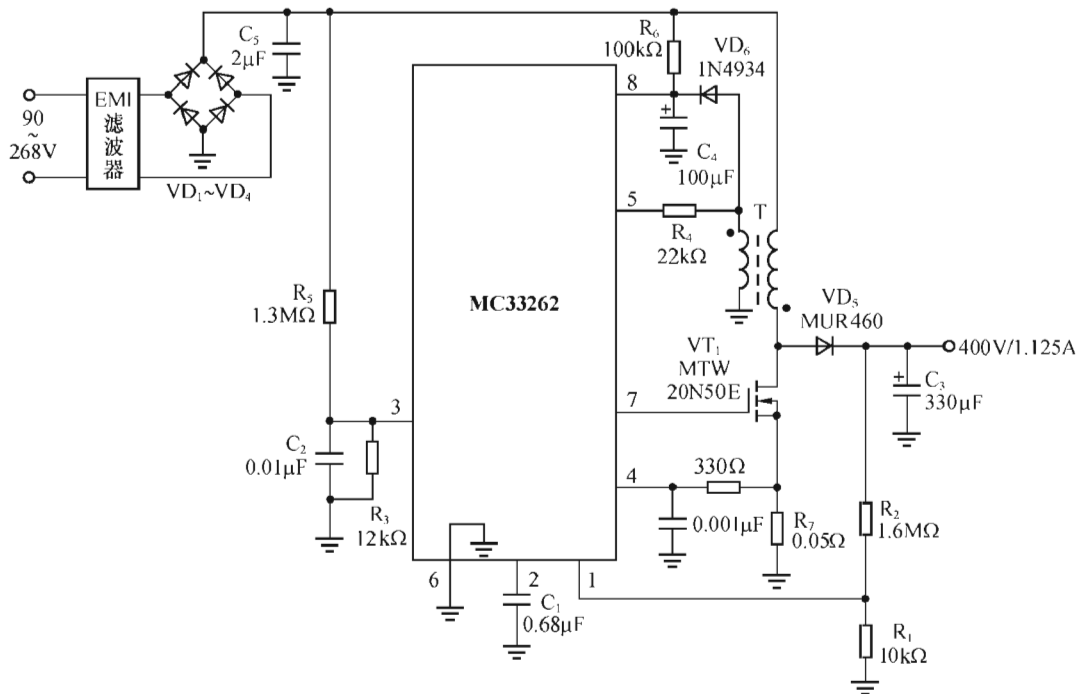


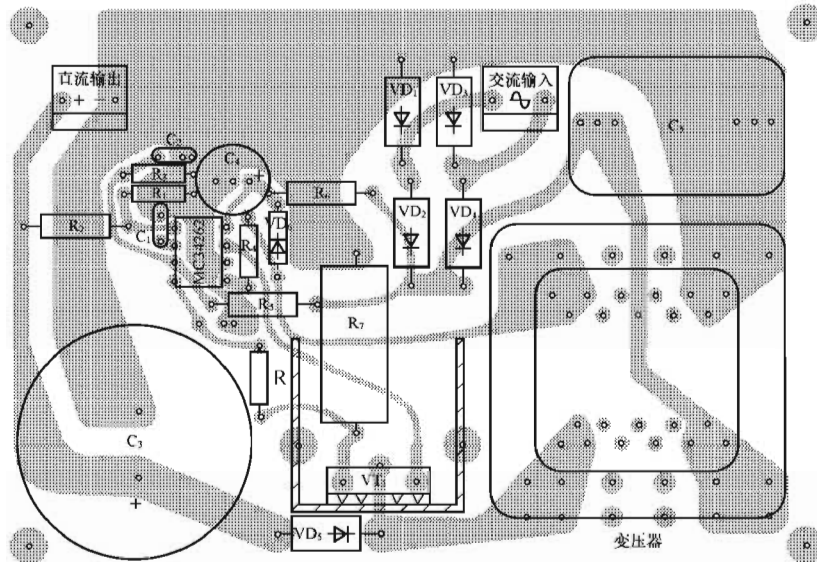
图 7-26 450W 90~268VAC 输入的功率因数校正电路

表 7-8

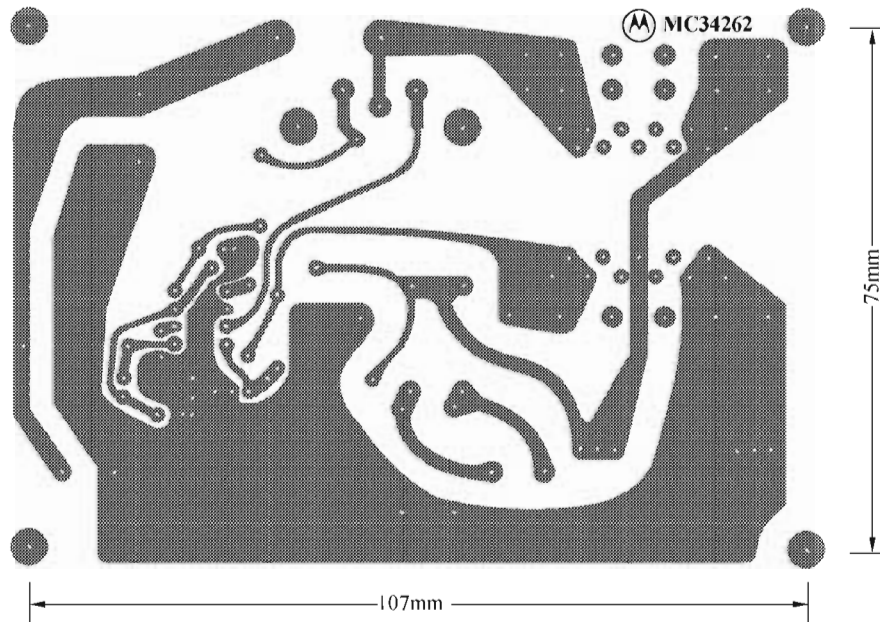
450W 功率因数校正电路的实测数据

交流输入				电流谐波失真 ($\% I_1$)					直流输出				
V_1	P_1	PF	I_1	THD_1	H_2	H_3	H_5	H_7	ΔV_o	V_o	I_o	P_o	$\eta\%$
90	489.5	0.990	5.53	2.2	0.10	1.5	0.25	0.83	8.8	395.5	1.14	450.9	92.1
120	475.1	0.998	3.94	2.5	0.12	0.29	0.62	0.52	8.8	395.5	1.14	450.9	94.9
138	470.6	0.998	3.38	2.1	0.06	0.7	1.1	0.41	8.8	395.5	1.14	450.9	95.8
180	463.4	0.998	2.57	4.1	0.21	2.0	1.6	0.71	8.9	395.5	1.14	450.9	97.3
240	460.1	0.996	1.91	4.8	0.14	4.3	2.2	0.63	8.9	395.5	1.14	450.9	98.0
268	459.1	0.995	1.72	5.8	0.10	5.0	2.5	0.61	8.9	395.5	1.14	450.9	98.2

图 7-27 是图 7-22 电路的印制电路板图 (底视图及顶视图)



(a) 顶视图, 元件面



(b) 底视图, 走线面

图 7-27 电路的印制板图

二、MC33368 功率因数校正控制器

MC33368 也是 Motorola 公司的产品，它的功能更强，其工作原理也属于峰值电流控制型 APFC 电路，工作温度范围为 $-25^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ ，MC33368D 为 16 脚 SO-16 表面贴装形式，MC33368 为 DIP-16 双列直插形式。

1. MC33368 的框图

MC33368 的内部框图如图 7-28 所示。

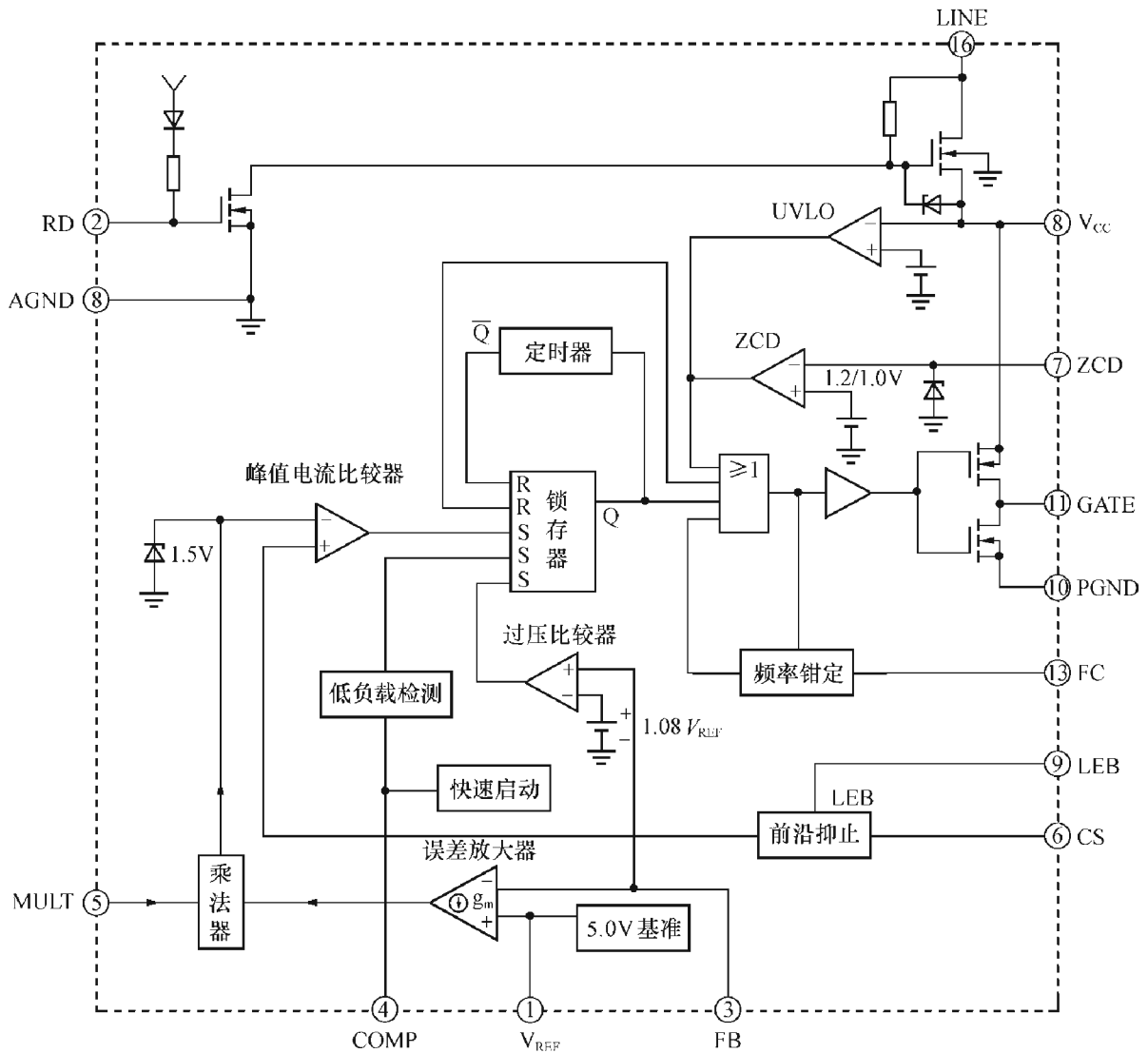


图 7-28 MC33368 框图

这种电路的功率因数校正原理与前述 MC33262 是相同的，误差放大器也采用跨导型运算放大器，其输出端所接补偿电容的另一端也是接地的，而不必接到误差放大器的反相输入端，这同图 7-22、图 7-23、图 7-26 完全一样。

与 MC33362 相比，MC33368 增加了以下的一些功能：

(1) 再启动延迟

MC33368 有再启动延迟脚 RD (②脚), 在输出短路时, 能提供再启动延迟时间, 并防止在输入电压去掉后开关电源重复地再次启动。但在电源第一次加上时并没有启动延迟, 而在以后断开电源再加上电源时, 会有启动延迟时间, 此延迟时间由 2 脚 (RD) 外接的电阻及电容确定 (参看图 7-29), 延迟时间可长达数秒。

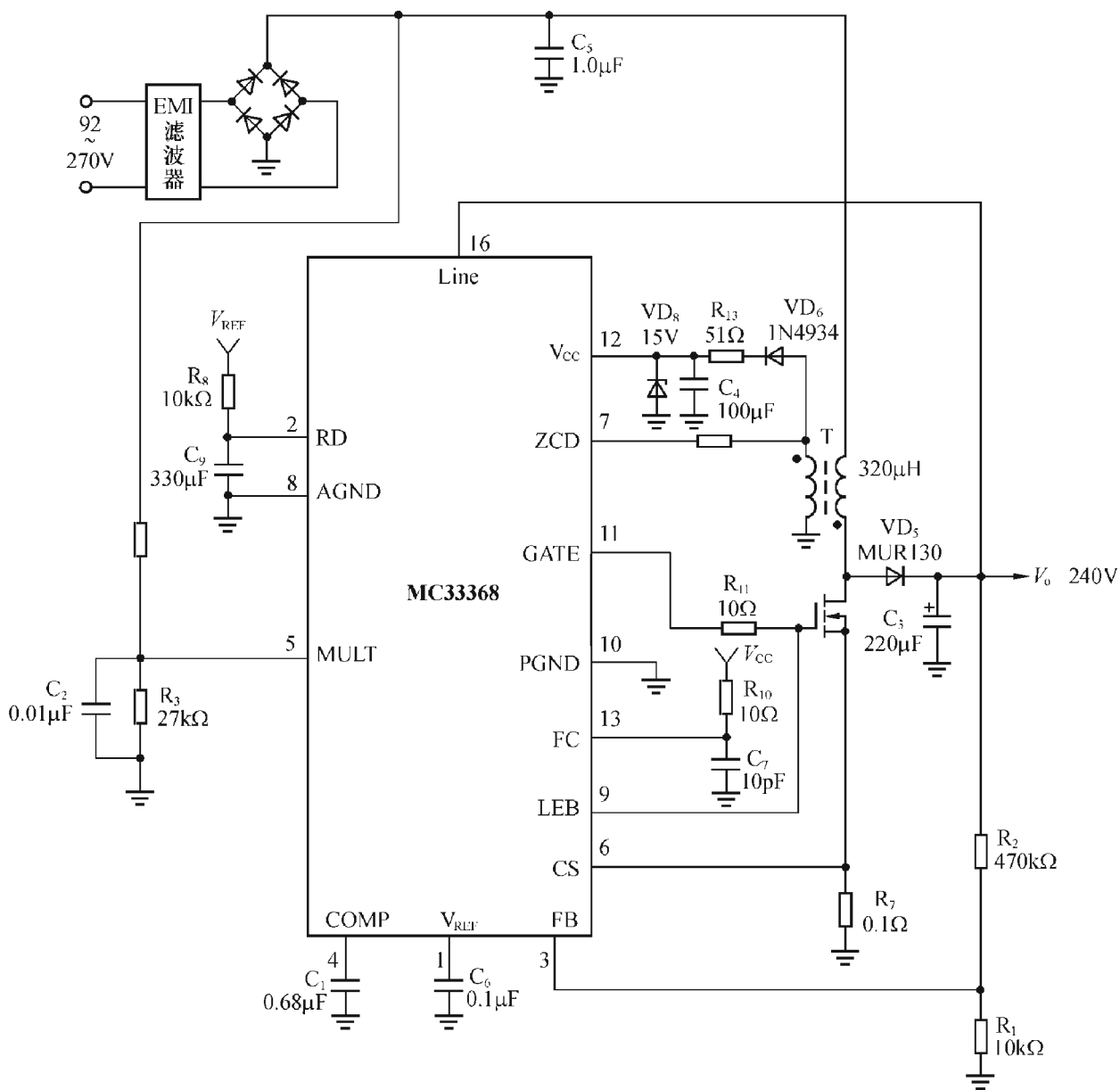


图 7-29 80W 的功率因数控制电路

如果输出短路, 则升压电感 L 的副绕组不能提供维持集成电路工作的 V_{cc} 电源, 但 C_4 上仍保持一定的电压, 这时, 2 脚外接电容 C_9 在集成电路正常工作时被充电到 V_{REF} , 将使 16 脚 (Line) 所接的集成电路内部 MOS 管导通, 使 C_4 上电压放电, 一旦 C_4 上电压下降到欠电压封锁的下降阈值 UV^- 后, 集成电路将不工作, 集成电路所驱动的开关 MOS 管不再作开关转换, 其时间由再启动电容 C_9 及电阻 R_8 决定。这样在输出短路时, MOS 开关管只能以很小的占空比工作, 以防止开关管损坏。如果输出短路情况不存在, Line 脚 (16) 所接的集成电路内部的 MOS 管不再导通, 那么, 经过再启动延迟时间后, 电源系统将按正常方式被

启动。

(2) 输出开关频率钳定

在峰值电流控制型 APFC 控制集成电路中，峰值电流是随输入正弦电压半波的波形而变化的，在输入电压下降到零附近时，输出开关的接通时间保持不变，而断开时间却变得很短，结果，此时开关频率很高，平均电流并不随输入正弦电压变化，得到如图 7-24 所示的波形，在输入电压为零的附近时，出现明显的失真，即便对电路参数精心调整，也难以达到满意的效果。

输出开关频率钳定 (Output Switching Frequency Clamp) 可以对此种情况有所补救，改善功率因数，减小在此区域的电磁干扰。由图 7-29 可知，电阻 R_{10} 、 C_7 将限定一个最低关断时间，而不受零电流检测信号的控制。这样，在电压过零区域允许升压电感工作于不连续导通状态，并使输入的平均电流更加接近正弦波形。如果将 13 脚 (FC 脚) 连到 V_{cc} 电源 (12 脚)，那么，输出开关频率钳定的功能将不起作用。

输出开关频率钳定的工作原理是这样的：当驱动输出为高电平、开关管导通时，FC 脚所接电容 C_7 将通过内部的 $100\mu\text{A}$ 的恒流源放电；而当驱动输出为低、开关管截止时， C_7 将由 V_{cc} 通过 R_{10} 充电，其电压上升。但只要 C_7 电压即 FC 脚 (13 脚) 电压小于 2.0V ，输出驱动将一直是低电平，使开关管截止，而不管零电流检测是否已检测到电流为零，这样，开关管的截止时间 t_{off} 将由 C_7 充电的时间常数决定。不难算出，开关管的最小关断时间 $t_{\text{off}(fc)}$ 为

$$t_{\text{off}(fc)} = R_{10} C_7 \ln \left(\frac{V_{cc}}{V_{cc} - 2} \right)$$

MC33368 的输出驱动能力很强，可提供 $\pm 1.5\text{A}$ 的峰值电流，在 10nF 的电容负载下，其上升及下降时间仅为 50ns 。

2. MC33368 的应用举例

图 7-29 是用 MC33368 组成的输出 80W 的功率因数控制电路，表 7-9 是其实测数据；图 7-30 是另一个应用实例，表 7-10 是其实测数据。在图 7-31 中还提供了它们的印制电路板图。

表 7-9 80W 功率因数校正电路的实测数据

交流输入				电流谐波失真 (%)					直流输出				
V_1 (V)	P_1 (W)	PF	I_1 (A)	THD ₁	H_2	H_3	H_5	H_7	ΔV_O (V)	V_o (V)	I_o (A)	P_o (W)	η (%)
90	79.7	0.999	0.89	0.5	0.15	0.09	0.06	0.09	3.0	244.4	0.31	76.01	95.4
100	79.3	0.998	0.79	0.5	0.14	0.09	0.08	0.10	3.0	242.9	0.31	75.54	95.3
110	78.9	0.997	0.72	0.5	0.16	0.13	0.08	0.10	3.0	242.9	0.31	75.30	95.4
120	78.5	0.996	0.66	0.5	0.15	0.12	0.08	0.13	3.0	243.0	0.31	75.57	96.3
130	78.1	0.994	0.60	0.5	0.14	0.12	0.07	0.14	3.0	243.0	0.31	75.57	96.7
138	77.8	0.991	0.57	0.5	0.15	0.14	0.08	0.14	3.0	243.0	0.31	75.57	97.1

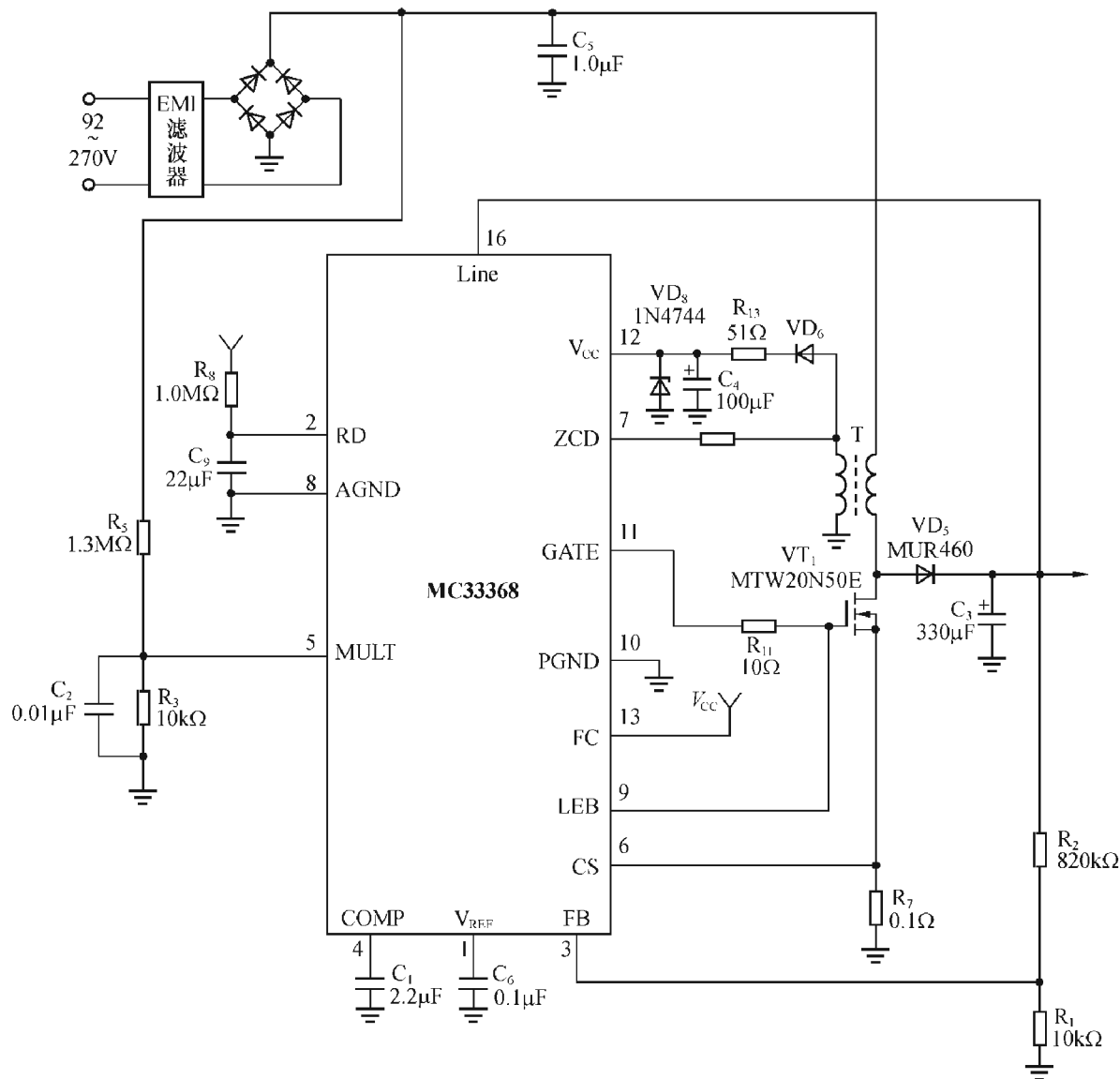
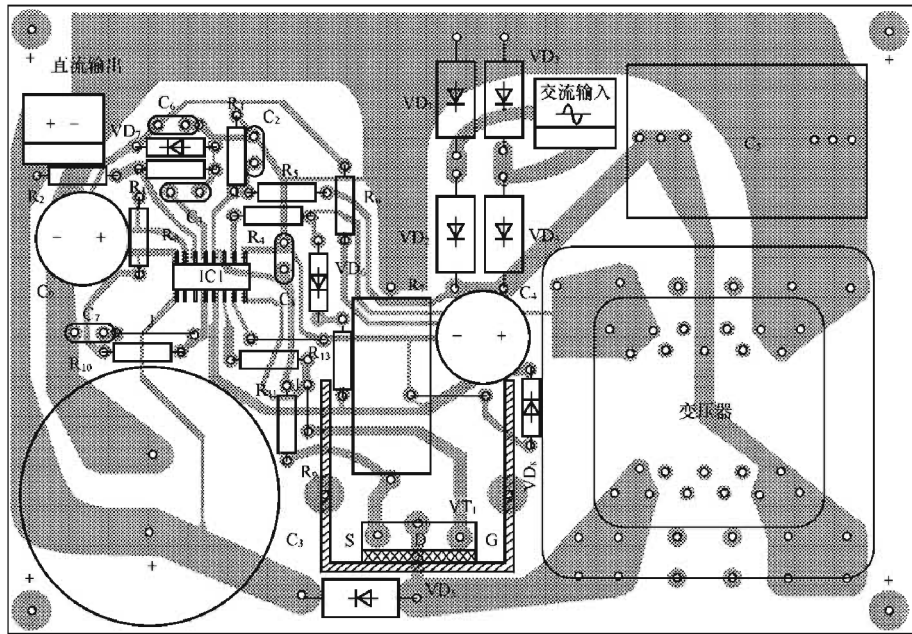


图 7-30 用 MC33368 组成的 175W APFC 电路

表 7-10

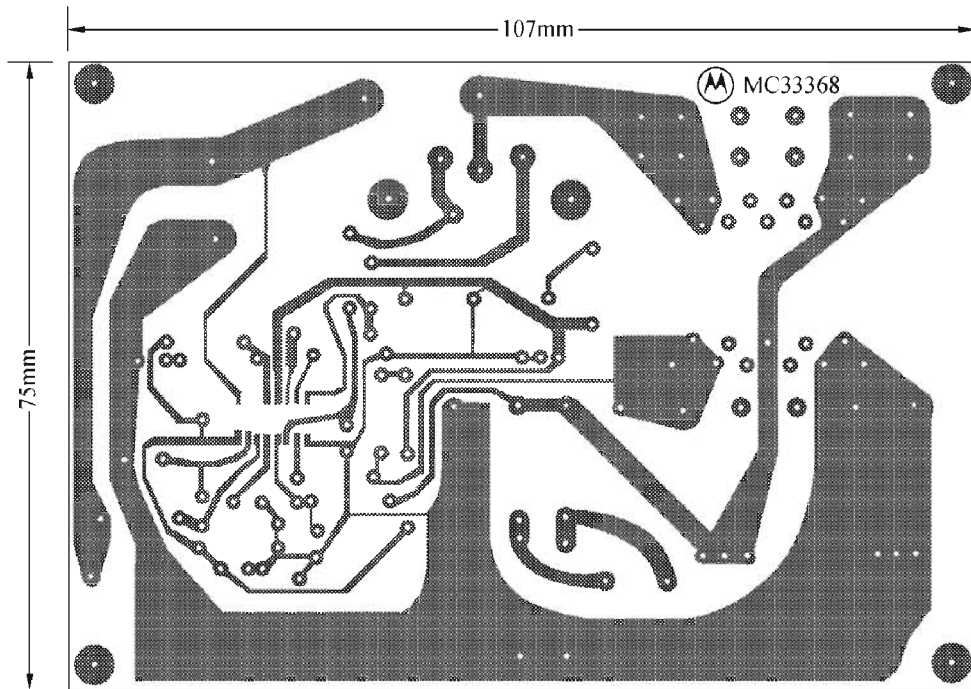
190W 功率因数校正电路的实测数据

交流输入				电流谐波失真 (%)					直流输出				
V_1 (V)	P_1 (W)	PF	I_1 (A)	THD_1	H_2	H_3	H_5	H_7	ΔV_o (V)	V_o (V)	I_o (A)	P_o (W)	η (%)
90	190.4	0.995	2.11	5.8	0.16	0.32	0.24	0.80	3.6	398.6	0.44	175.9	92.4
120	192.1	0.997	1.60	3.2	0.08	0.17	0.07	0.30	3.6	398.9	0.44	177.1	92.2
138	192.7	0.997	1.40	0.9	0.08	0.24	0.03	0.15	3.6	402.3	0.45	179.0	92.9
180	194.3	0.995	1.08	0.9	0.04	0.18	0.04	0.08	3.6	409.1	0.45	182.9	94.1
240	189.3	0.983	0.80	0.7	0.08	0.21	0.08	0.06	3.6	407.0	0.45	181.1	95.7
268	186.3	0.972	0.71	0.6	0.11	0.32	0.10	0.10	3.6	406.2	0.44	180.4	96.8



J=跳线

(a) 顶视图, 元件面



(b) 底视图, 敷铜面

图 7-31 APFC 电路的印制电路板图

三、FAN7527 功率因数校正控制器

FAN7527 是仙童公司的产品, 其特点与前述 MC33262 基本相同, 在电流检测端的内部接有 RC 滤波器, 无需外接 RC 滤波器; 误差放大器及乘法器输出有内部钳位, 以改善导通时的过冲特性; 此外, 还采取了特殊线路, 防止没有负载时输出电压超出控制范围; 欠电压封锁有 3V 的回差电压, 电源启动电流很小, 典型值为 $60\mu\text{A}$, 最大不过 $100\mu\text{A}$, 工作时电

流仅为 3mA，最大不超过 8mA。

1. FAN7527 的框图

图 7-32 是 FAN7527 的内部框图，可以看出，它与前述的 KA7526 基本相似。

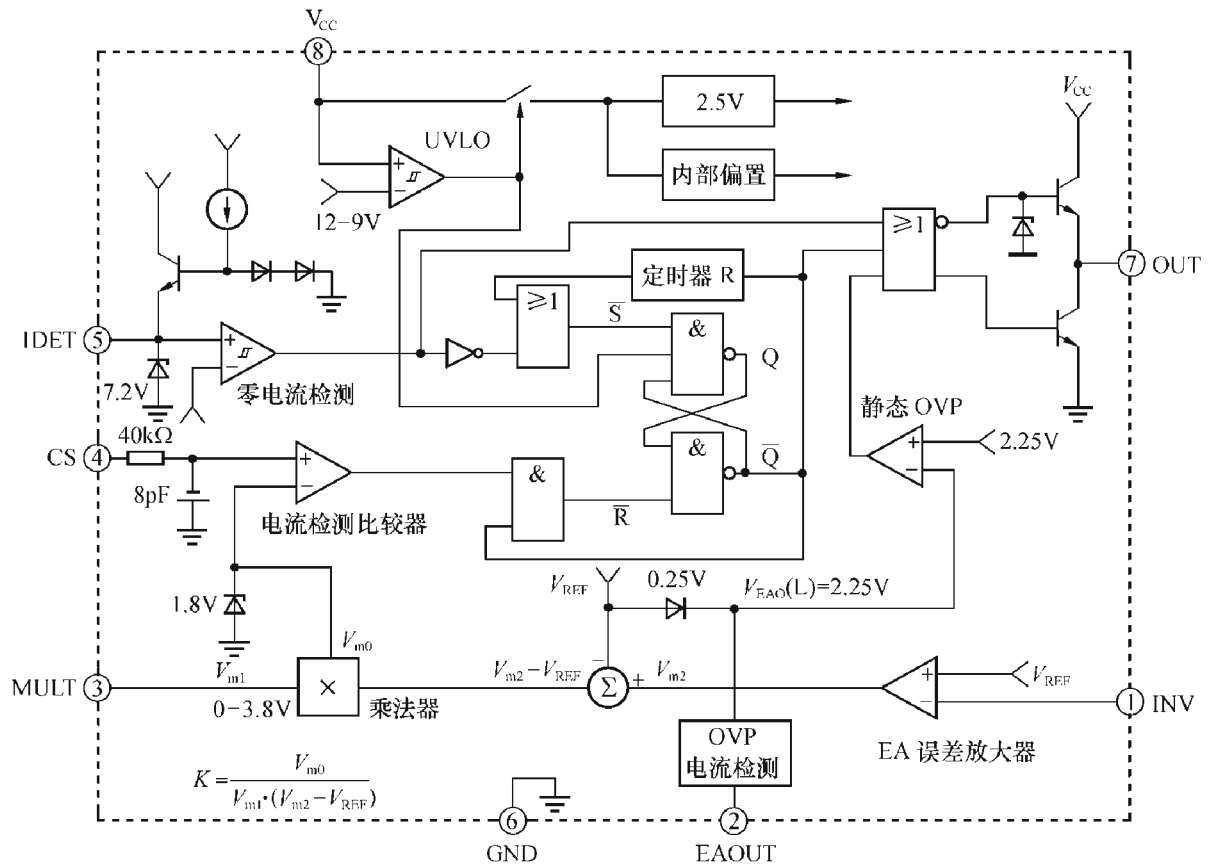


图 7-32 FAN7527 的内部框图

2. FAN7527 的引脚功能

各引脚功能如表 7-11 所列。

表 7-11 FAN7527 的引脚功能

引脚号	名称	功能说明
①	INV	误差放大器反相输入端，升压变换器输出用电阻分压为 2.5V，连接于此脚
②	EAOUT	误差放大器的输出，在此脚与 INV 脚间接反馈补偿网络
③	MULT	乘法器的输入端，交流全波整流后的电压用电阻分压为 2V 以下，连接于此脚
④	CS	PWM 比较器的输入端，用升压开关 MOSFET 管的源极电阻来检测电流，内部有前沿滤波电路（即 RC 滤波器）可以消除电流波形中的高频噪声
⑤	IDET	零电流检测器通过监测升压电感副绕组的电压，当此电压下降到 1.8V 以下时，电感电流下降为零，如此脚接地 GND，则 IC 不工作
⑥	GND	所有引脚的地电位
⑦	OUT	栅极驱动器输出、推拉输出级，可以驱动功率 MOSFET 管，峰值电流可达 400mA
⑧	V _{cc}	驱动器及控制线路的电源

有关 FAN7527 的应用电路，与前述的一些应用电路基本相似，这里不再重复。

四、峰值电流控制 APFC 电路设计公式

峰值电流控制器集成电路是中小功率（输出功率在数百瓦以内）常用的一种集成电路，在电子镇流器中使用十分普遍，为便于查阅有关设计公式，这里汇总给出有关公式（按图 7-17 所给元件符号）

1. 电感

$$L = \frac{V_{Imin}^2 \eta (V_o - \sqrt{2} V_{Imin})}{2 f_{sw} P_o V_o} \quad (f_{sw} \text{ 应取最低开关频率})$$

2. 开通时间

$$t_{on} = \frac{2 P_o L}{V_1^2 \eta}$$

3. 关断时间

$$\begin{aligned} t_{off} &= \frac{2 \sqrt{2} L P_o \sin \Omega t}{V_1 \eta (V_o - \sqrt{2} V_1 \sin \Omega t)} \\ &= \frac{t_{on}}{\frac{V_o}{\sqrt{2} V_1 \sin \Omega t} - 1} \quad (\Omega \text{ 为线电压的角频率 } 50\text{Hz}/60\text{Hz}) \end{aligned}$$

4. 开关频率

$$f_{sw} = \frac{1}{t_{on} + t_{off}} = \frac{V_1^2 \eta (V_o - \sqrt{2} V_1 \sin \Omega t)}{2 L P_o V_o}$$

5. 变换器输出电压

$$V_o \approx V_{REF} \left(1 + \frac{R_7}{R_8} \right)$$

或

$$V_o = V_{REF} \left(1 + \frac{R_7}{R_8} \right) - I_{IB} R_7$$

其中， $I_{IB} R_7$ 为误差项，如取分压器电流超过 $50 \mu\text{A}$ 或更大时，可以降至最小。

6. 乘法器输入电压

$$V_M = \frac{\sqrt{2} V_1}{1 + \frac{R_9}{R_{10}}}$$

在输入线电压 V_1 最大时， V_M 应不超过乘法器所设定的阈值，例如 3V ，此阈值视集成电路型号而有所不同。

一般 R_{10} , R_9 的分压比可以取与 R_8 、 R_7 相同的分压比。

7. 电感电流峰值

$$\hat{I}_{LP} = 2\sqrt{2}I_{I_{max}} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta V_{I_{min}}}$$

8. 电感电流取样电阻 R_6

$$R_6 = \frac{V_{CS}}{\hat{I}_{LP}}$$

V_{CS} 为电流峰值比较器的阈值电压, 例如 L6561 中 $V_{CS}=1.6V$ 。

9. 变换器输出电压中纹波电压的峰-峰值 ΔV_o

$$\Delta V_o = I_o \sqrt{\left(\frac{1}{2\pi FC_5}\right)^2 + ESR^2}$$

式中, ESR 为电解电容 C_5 的有效串联电阻。

第五节 固定导通时间零电流开关 (ZCS) 升压式 APFC 控制器

从前面分析断续模式不定频率控制峰值电流的电路中我们知道, 开关的导通时间 t_{on} 为

$$t_{on} = 2L \frac{I_1}{V_1} = 2 \frac{LP_o}{\eta V_1^2}$$

在输入交流电压的半周内, 只要每个高频开关周期中导通时间 t_{on} 是不变的, 就能保证输入电流随输入电压按正弦规律变化, 保证功率因数接近 1。

一、固定开通时间零电流开关 APFC 控制器的工作原理

1. 固定开通时间零电流开关 APFC 控制器的方框图

本节将要介绍的固定开通时间的零电流开关技术, 其基本工作原理与前述的控制峰值电流的 APFC 电路差不多, 不过由集成电路内部电路直接控制开关管的导通时间, 使之成为恒定值而已。图 7-33 是其结构框图。

2. 固定开通时间零电流开关 APFC 控制器的工作原理

当零电流开关比较器检测到升压电感的电流下降到零时, 将 RS 锁存器置 1, 输出 OUT 为高电平, 使外接的 MOS 功率开关管导通, 电感中的电流开始由零线性上升。与此同时, RS 锁存器 \bar{Q} 端的低电平将三极管 VT_1 关断, 使恒定电流 I_{SET} 开始对电容充电, 输出线性上升的锯齿电压波, 加到 PWM 比较器的正端, 而由误差放大器监控 APFC 控制器的输出电压。在给定的输入线电压的半周期内, 误差放大器输出一个恒定的电压加到 PWM 比较器的

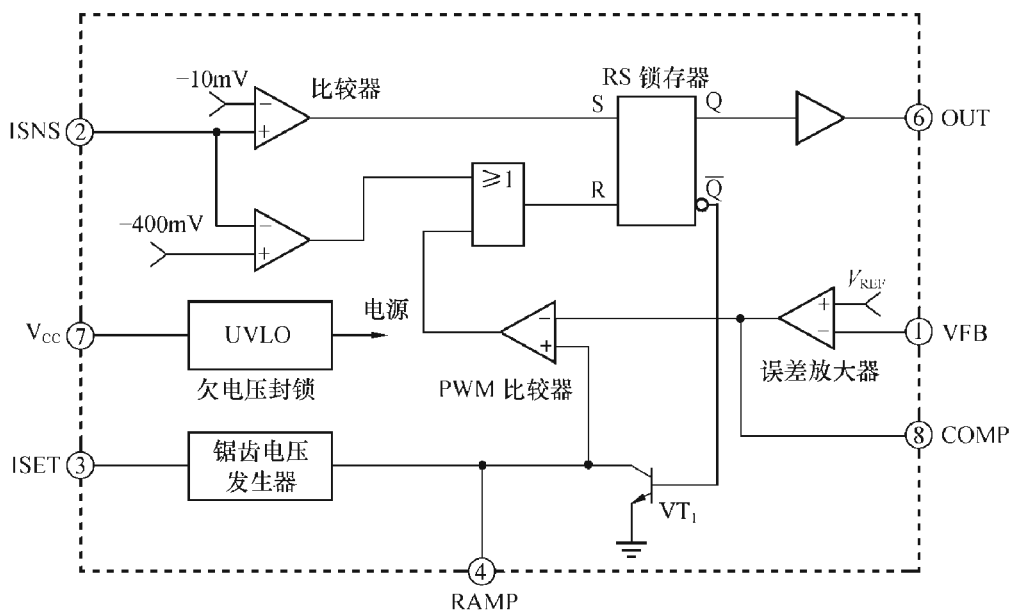


图 7-33 固定开通时间零电流开关 APFC 控制器的结构框图

负端，一旦锯齿电压上升到由误差放大器输出所设定的阈值，比较器输出高电平将 RS 锁存器复位。这样，输出 OUT 为低电平，外接的 MOS 功率开关管关闭，电感电流开始线性下降。为使开关开通时间固定，误差放大器的环路响应带宽控制在 20Hz 以下，不对线电压的二次谐波响应，使其输出保持恒定。

MOS 开关管关断后，电感电流开始线性下降。在电感电流下降到零以前，开关管一直是关断的。一旦电感中的电流下降到零，零电流开关比较器的输出再次将 RS 锁存器置成 $Q=1$ ，驱动输出 OUT 为高电平，使开关管再次导通，开始下一次的开关循环。

由于采用零电流开关 (ZCS) 技术，电感电流下降到零才开始下一次开关循环，因此开关管损耗小，升压开关二极管的恢复损耗小，整个电路的效率。

上述控制开通时间固定的方法，同样会使电感的电流峰值包络能跟踪交流输入电压 u_1 的变化轨迹，由于电感电流为三角形，其峰值的一半就是输入电流的平均值，也将跟随输入电压的正弦变化规律，电流失真很小，从而使线路的功率因数接近 1。图 7-34 示意地画出了电感电流、输入电流平均值及输入电压波形。

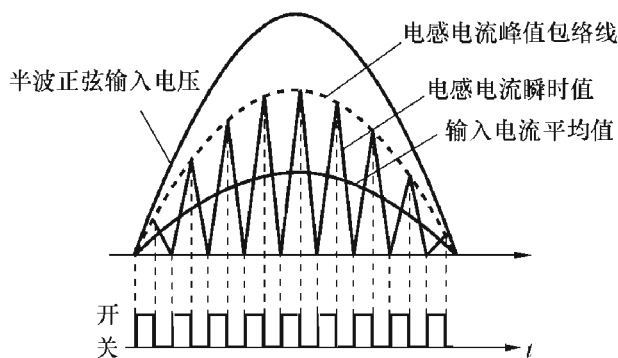


图 7-34 固定开通时间升压变换器的电压、电流波形

二、固定开通时间零电流开关 APFC 控制器集成电路举例

下面介绍由 Unitrode 公司生产的固定开通时间零电流开关 APFC 控制器集成电路，型号为 UC1852/UC2852/UC3852，它有 8 条引脚，封装形式有双列直插和 SO-8 的表面贴装两种，其内部结构框图如图 7-35 所示。

UC3852 的工作温度范围为 $0^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ ，UC2852 的工作温度为 $-40^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ ，UC1852 的工作温度为 $-55^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ ，除此以外，它们的功能、引脚排列及内部结构是

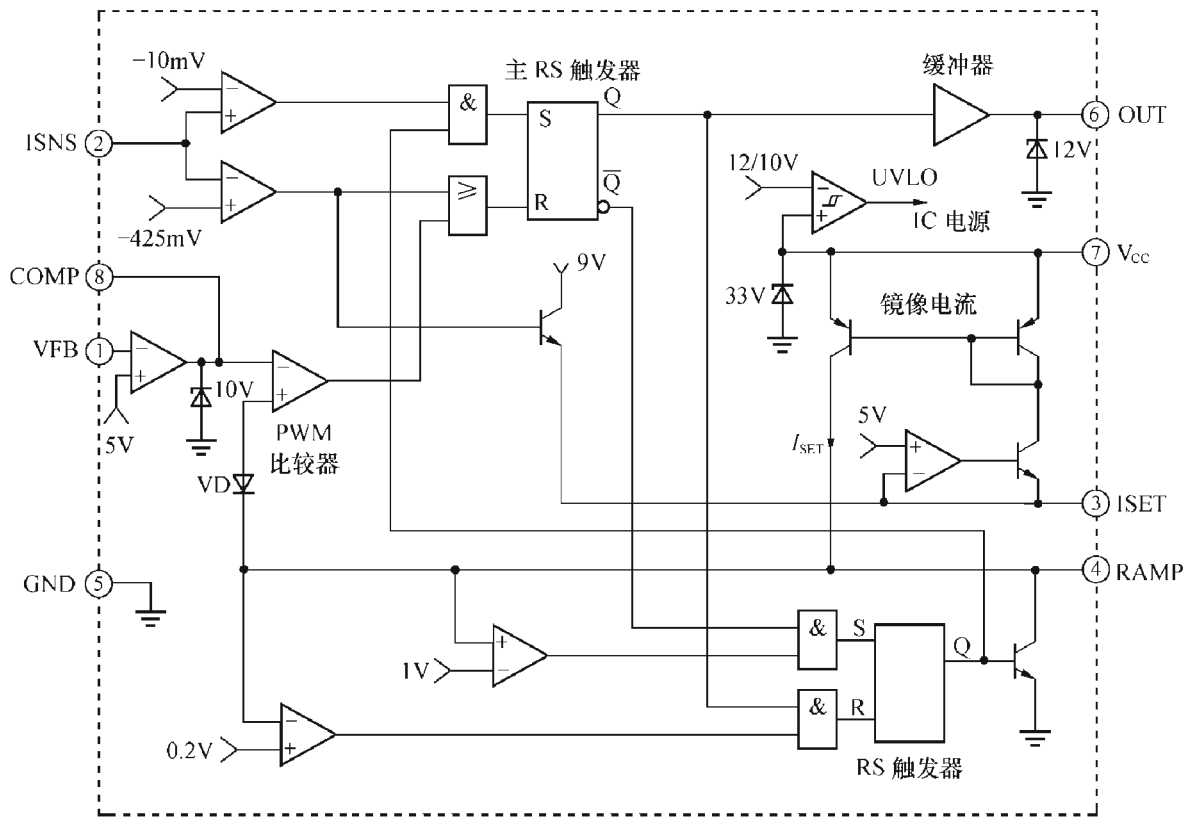


图 7-35 UC1852/2852/3852 框图

完全一样的。

1. 电路的引脚功能

电路的引脚功能如表 7-12 所列。

表 7-12 UC1852/2852/3852 的引脚功能

引脚号	名称	功能说明
①	VFB	误差放大器反相输入端
②	ISNS	零电流比较器和过电流比较器输入
③	ISET	设定锯齿电压波的充电电流，充电电流近似为 5V 除此脚外接电阻值，其值在 $100 \sim 500 \mu\text{A}$
④	RAMP	该脚与地之间的外接电容确定开通时间，此脚电压为线性上升的锯齿波，当上升到与误差放大器输出电压相等时，开通时间结束
⑤	GND	地
⑥	OUT	驱动器输出，其峰值电流超过 $\pm 500\text{mA}$
⑦	V_{CC}	集成电路的逻辑电路及控制电路的电源，为防止干扰，此脚与地间应外接电解电容及陶瓷电容加以滤波
⑧	COMP	误差放大器的输出和 PWM 比较器的输入，该脚与 1 脚之间应外接补偿网络，以控制误差放大器的带宽

2. 电路的工作原理

下面结合 UC1852 应用电路图 7-36，说明它的工作原理。

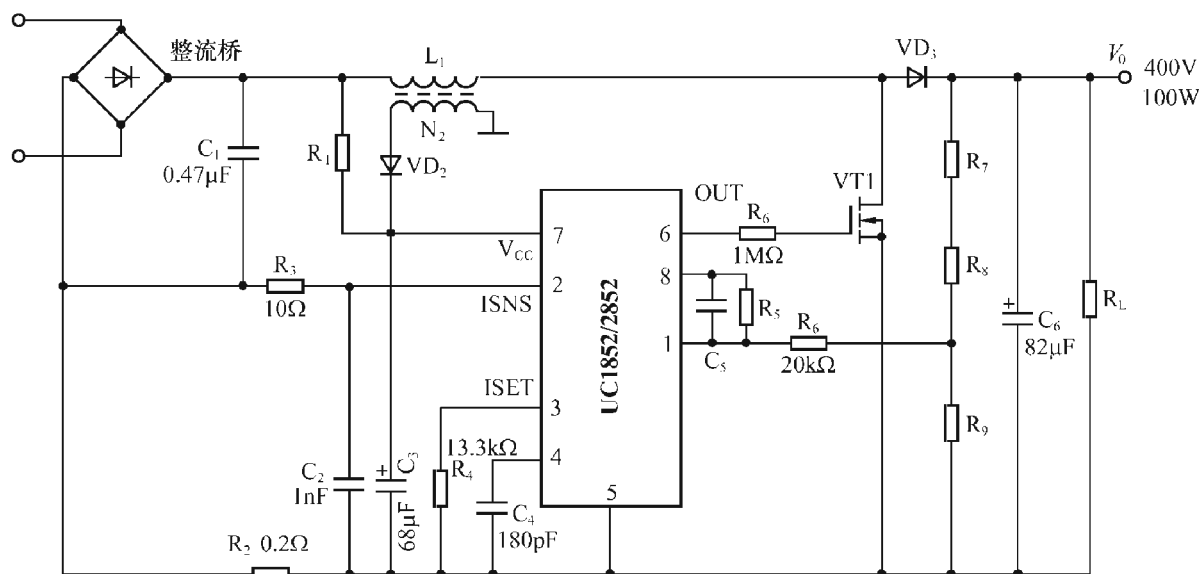


图 7-36 UC1852 的典型应用电路

图中， L_1 为升压电感， VD_3 为升压二极管， VT_1 为开关管。电感 L_1 的次级绕组 N_2 与二极管 VD_2 提供集成电路的直流电源，在交流电源接通后，交流电压经整流桥整流后，通过降压电阻 R_1 对 C_3 充电，启动集成电路工作，之后，便由次级绕组 N_2 整流后供电。

接于 ISET 脚 (3) 的电阻 R_4 用来确定锯齿电压波的电流，因该脚被集成电路内部运算放大器钳位于 5V (见图 7-35)，故流过 R_4 的电流为

$$I_{SET} = 5/R_4 \quad (7-25)$$

一般 R_4 取值为 $10 \sim 50k\Omega$ (图中 R_4 为 $13.3k\Omega$)，故 I_{SET} 值为 $0.1 \sim 0.5mA$ ，其方向是由 3 脚流出。通过集成电路内部电路的镜像作用，由 RAMP (4) 脚流出的是 I_{SET} 的镜像电流，也是一个恒定电流，它对接于该脚的电容 C_4 充电，故 C_4 上的电压按直线上升

$$u_{C4} = \frac{1}{C_4} \int I_{SET} dt = \frac{5}{C_4 R_4} t \quad (7-26)$$

式中， C_4 为定时电容，其值在 $100 \sim 1000pF$ 。利用 C_4 上线性上升的锯齿电压作为脉宽调制 (PWM) 比较器的一个输入电压，以保证开通时间恒定。

顺带指出， I_{SET} 脚 (3) 除提供锯齿电压以恒定电流以外，还有两个作用：其一，它可以作为参考电压输出，其值稳定在 $5V \pm 10\%$ 以内；其二， I_{SET} 脚还用作故障输出，在出现过电流的情况下，该脚通过集成电路内部的三极管被抬高至 9V，如用它驱动外接的保护电路，可以使负载电路不工作，或者令电路重新启动，即让电感电流从零线性上升，开始下一次循环。

流过 R_2 的电流 (它与电感中电流相等) 信号经 R_3 、 C_2 滤波后，送到 ISNS (2 脚)，加到零电流及过电流比较器的输入端。2 脚允许工作电压的动态范围为 $\pm 5V$ 。电流检测电阻 R_2 不应太大，一般应低于 1Ω 或更小。送到 2 脚的电压信号所以要通过 R_3 、 C_2 滤波，是为了消除噪声影响，以免电路提前再启动。

当反映流过 R_2 电流大小的电压值小于 $10mV$ 时，零电流比较器输出为高电平，主 RS 触发器被置 1，输出 OUT 为高电平，开关管导通，于是电感电流开始一个三角波上升过程，由零开始线性上升。与此同时，Q 端输出低电平还使 4 (RAMP) 脚的锯齿电压波开始由零线性上升。此电压是 PWM 比较器的一个输入。

如果出现故障，流过 R_2 电流，即开关管电流（或通过 VD_3 管的电流）过大，使反映该电流的电压超过 425mV ，则过电流比较器输出为高电平，主 RS 触发器被复位，OUT 输出为低电平，开关管将关断；同时集成电路内部的三极管导通，ISET 脚电位被抬高到 9V ，从而可以使外接保护电路工作，启动必要的保护功能。

APFC 升压变换器的输出电容 C_6 的电压 V_o ，经 R_7 、 R_8 、 R_9 分压，送到误差放大器 EA 的反相输入端 VFB，同基准电压 5V 相比较，误差放大器的输出作为脉宽调制比较器的另一路输入，它同来自 4 脚的锯齿电压相比较，在输出 V_o 固定不变（当输入不变、负载不变时）时，将保证开关管的开通时间 t_{on} 不变。因为一旦锯齿电压上升到由误差放大器输出所设定的阈值时，PWM 比较器输出为高电平，将主 RS 触发器复位，OUT 输出低电平，开关管 VT_1 被关断。此后，电感 L_1 电流由其最大值线性下降，并经过 VD_3 对电容 C_6 充电。

只要 EA 输出不变，锯齿电压以恒定电流 I_{SET} 充电，开关管的开通时间 t_{on} 将保持恒定。

如果由于某种原因，例如负载变重，或输入电压变低，使 V_o 变小，则误差放大器反相输入端 VFB 电压变低，而其输出变高。那么，此时锯齿电压要花较长时间以使其电压上升得高一些，才能使 PWM 比较器输出为高电平，将主 RS 触发器复位。在这种情况下， t_{on} 被拉长，电感电流峰值变大，储存在电感中的能量 $\frac{1}{2}LI_L^2$ 增加。在开关管 VT_1 截止、升压二极管 VD_3 导通时，将有较大的能量给电容 C_6 充电，使 V_o 得以回升。在相反的情况下，开通时间会被缩短。通过这种调整作用，使 V_o 保持稳定，这将保证整个电路为恒定功率输出。

$$\text{在开关管导通时} \quad u_1 = L \frac{\Delta i}{\Delta t}$$

$$\text{令} \quad \Delta t = t_{on} \quad \Delta i = I_{LP}(t) \quad u_1 = \sqrt{2}V_1 \sin \Omega t$$

得

$$I_{LP}(t) = \frac{\sqrt{2}V_1 t_{on}}{L} \sin \Omega t \quad (7-27)$$

可见，在这种 APFC 控制器中，只要保持开通时间 t_{on} 不变，则电感电流每个三角波的峰值 I_{LP} 也将跟随输入电压按正弦规律变化。在这里，不必像 L6561 一类电路那样，要让电感电流三角波峰值 I_{LP} 受输入电压 $u_1(t)$ 控制，因而集成电路内部不须设置乘法器，同样能做到功率因数达到 0.99 以上。

集成电路的输出 OUT（6 脚）用来驱动功率开关管，其峰值电流可达 $\pm 0.5\text{A}$ ，输出电压被钳定在 $+12\text{V}$ ，以免损坏功率 MOS 管。集成电路输出与功率 MOS 管栅极之间的距离应尽量缩短，以减小引线电感，避免输出电压出现过冲或振铃现象。在必要时，可外接钳位二极管，并在输出 OUT 与 MOS 管栅极之间串接一个低阻值的限流电阻，这都对提高功率因数有好处。

如果集成电路电源电压低于欠电压封锁下降阈值 (UV^-)，则 OUT 脚保持为低电平，开关管不工作。

V_{CC} （7 脚）接集成电路电源， I_{cc} 的电流供给集成电路工作电流及输出平均电流之和。为防止噪声及干扰，应在 V_{CC} 与地间接陶瓷电容及电解电容予以滤波。

3. 固定开通时间 APFC 控制器的工程计算

(1) 电路的开通时间 t_{on} 及关断时间 t_{off}

同本章第一节介绍的控制电感峰值电流 APFC 控制器电路一样，固定开通时间 APFC 控制器的开通时间，也可以用式 (7-28) 表示，即

$$t_{\text{on}} = \frac{2LP_o}{\eta\bar{V}_1^2} = \frac{4LP_o}{\eta\hat{V}_1^2} \quad (7-28)$$

而关断时间 t_{off} 可用式 (7-29) 表示，

$$t_{\text{off}} = \frac{2LP_o \sin\Omega t}{V_1 \eta (V_o - \sqrt{2}\bar{V}_1 \sin\Omega t)} = \frac{4LP_o \sin\Omega t}{\hat{V}_1 \eta (V_o - \hat{V}_1 \sin\Omega t)} \quad (7-29)$$

开关周期 T_{sw} 为：

$$T_{\text{sw}} = t_{\text{off}} + t_{\text{on}} = \frac{2LP_o V_o}{V_1^2 \eta (V_o - \sqrt{2}\bar{V}_1 \sin\Omega t)} = \frac{4LP_o}{\hat{V}_1^2 \eta (V_o - \hat{V}_1 \sin\Omega t)} \quad (7-30)$$

在以上诸式中 $\hat{V}_1 = \sqrt{2}\bar{V}_1$ 表示输入电压的峰值。

可见，在这种 APFC 控制器电路中，开通时间是固定的，而关断时间是变化的，从而开关频率也是变化的，如图 7-37 所示。不难看出：输入电压低且在其峰值处，开关频率最低；输入电压高且在其零值附近，开关频率最高。

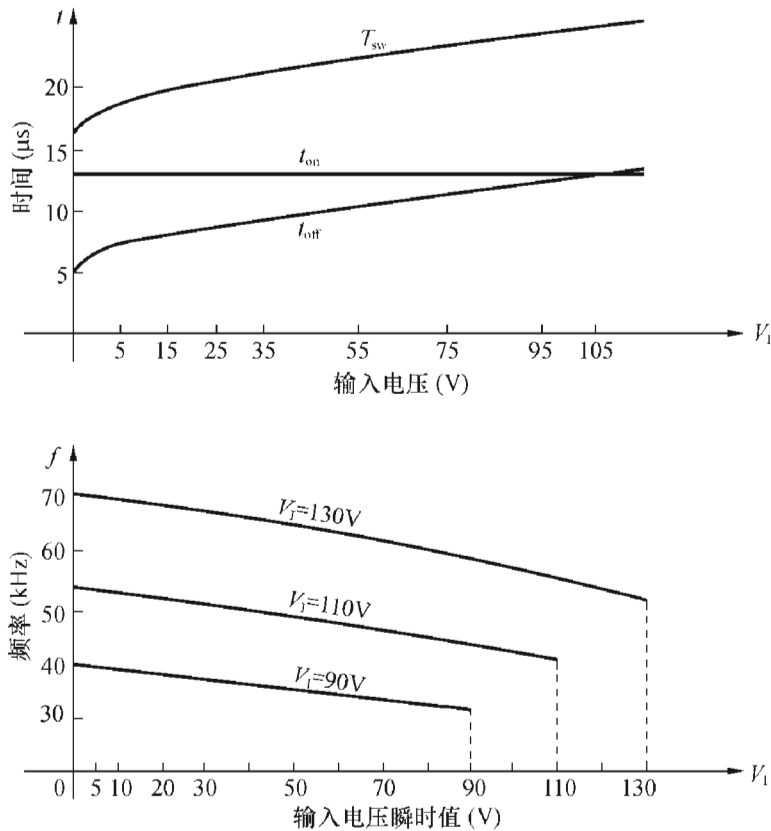


图 7-37 UC1852 中开通时间、关断时间、开关频率随输入电压变化情况

(2) 电感 L

电感 L 可根据最低开关频率 $f_{\text{sw}(\min)}$ 来确定，当 V_1 最小、 P_o 最大且 $\sin\Omega t = 1$ 时， f_{sw} 最低，由此得

$$L = \frac{\eta\bar{V}_1^2 (V_o - \sqrt{2}\bar{V}_1)}{2P_o V_o f_{\text{sw}}} \quad (7-31)$$

(3) 确定开通时间 t_{on} 的 R_A 、 C_A 参数

UC1852 的开通时间 t_{on} 由锯齿电压上升速率来确定。如前所述，锯齿电压是由恒流电源 I_{SET} 对电容 C_4 充电来得到的。由式 (7-26) 知

$$I_{SET} = \frac{5}{R_4}$$

而电容 C_4 上的线性上升的锯齿电压的幅值为

$$V_{C_4} = \frac{1}{C_4} I_{SET} \cdot t_{on} = \frac{5}{R_4 C_4} t_{on}$$

锯齿电压最小值为 0.2V，最大值为 9V，故其幅度为

$$9 - 0.2 = \frac{5}{R_4 C_4} t_{on} = 8.8$$

由此得

$$t_{on} = \frac{8.8}{5} R_4 C_4 = 1.76 R_4 C_4$$

或

$$R_4 C_4 = 0.57 t_{on} \quad (7-32)$$

(4) 误差放大器之补偿

用零电流开关 (ZCS) 控制方法之所以能得到很高的功率因数，是因为每个开关循环都保持开通时间不变。为此，要在误差放大器的反相端与输出之间加 $1M\Omega$ 电阻与 $0.1\mu F$ 电容的反馈网络，使其频率响应在 1.6Hz 处有一极点 (-20dB/10 倍频)，在 120Hz 处为 0dB，这样误差放大器不对电源的二次谐波纹波响应，其输出稳定，保持开通时间不变，从而使功率因数控制在 0.99 以上。

按图 7-36 所组成的电路，可输出 100W、400V 电源，功率因数在 0.99 以上， $THD_1 < 10\%$ 。

第六节 固定开关频率平均电流型 APFC 控制器

第二、三、四节所介绍的峰值电流控制型 APFC 控制器以及第五节介绍的固定开通时间 APFC 控制器都有一些共同的特点：即①开通时间基本上是不变的；②开关频率在输入线电压的半周内是变化的，在线电压达到峰值时，开关频率最低；③流过电感电流是断续的，电流由零上升到最大值，然后下降，当下降到零时，再一次线性上升。这类控制器大多应用在 300W 以下的电子镇流器中。

本节将要介绍的固定频率平均电流型 APFC 控制器，与前述两种 APFC 控制器电路不同，其开关频率是固定的，电感电流并不下降到零，而是围绕平均电流脉动变化，如图 7-38 所示。

这种 APFC 升压式控制器电路适用于较大功率的电子镇流器，如高压气体放电灯 (HID) 的电子镇流器，其功率从 300W 直到 4.5kW，输入电流总谐波失真可降低到小于 5%。

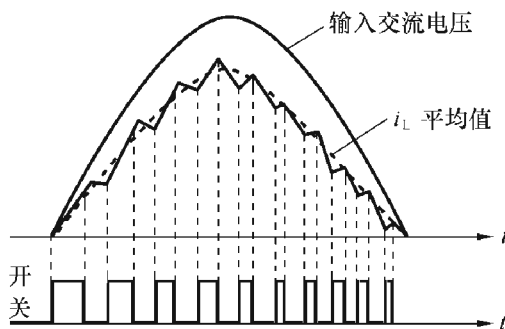


图 7-38 固定频率、平均电流型 APFC 中电感电流波形

一、电路的组成及其工作原理

图 7-39 是固定频率平均电流型 APFC 控制器的组成框图及其外接电路。

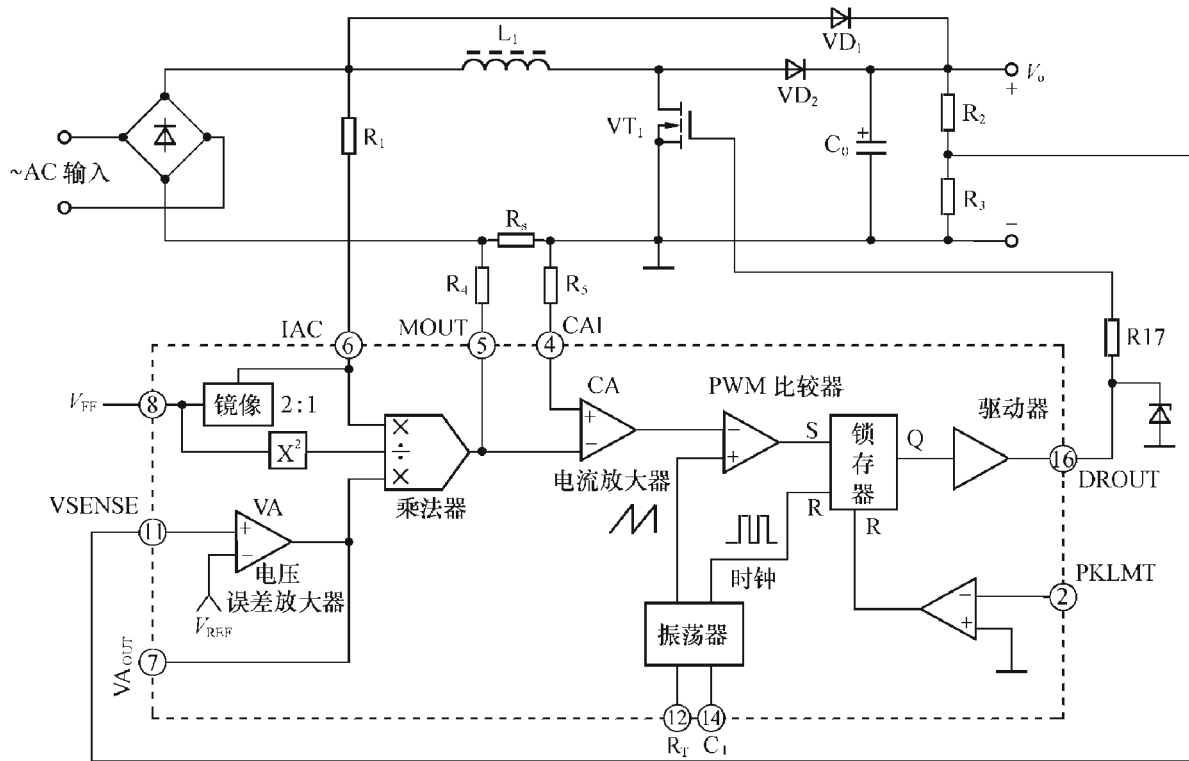


图 7-39 固定频率、平均电流型 APFC 控制器的电路组成

这种 APFC 控制器仍由单片集成电路担任，外围电路也包括升压电感 L_1 、MOS 功率开关管 VT_1 、由快恢复二极管来担任的升压二极管 VD_2 、输出电容 C_0 等，由普通整流二极管 VD_1 将整流后的电压加到输出电容上。此外还有电流检测电阻 R_s ，电流信号加到集成电路内部的电流放大器。

这种固定频率平均电流型 APFC 控制器与前述集成电路有所不同，除含有误差放大器、模拟乘法器、PWM 比较器、MOS 管栅极驱动器外，还含有检测电流的电流放大器和频率固定的振荡器。这类 APFC 控制器的开关占空比是变化的，驱动脉冲的占空比取决于 APFC 控制器直流输出电压与交流输入电压之间的比率，并按正弦脉宽调制 (SPWM) 变化。当功率开关管导通时，流过升压电感 L_1 的电流增加，此电流通过电流检测电阻 R_s ，送入电流放大器，并与乘法器输出电流相比较，当达到平衡时，功率开关管关断。流过电感的电流具有与开关频率相同的纹波，而其平均电流跟踪全桥整流后的正弦半波电压的变化规律，从而使功率因数接近于 1。

二、固定频率平均电流型 APFC 集成电路 UC3817/18, UC2817/18, UC1817/18

美国尤尼创公司 (Unitrode) 生产一系列的功率因数校正控制集成电路 (前面所介绍的 UC1852 就是其中一种)，其品种可以用图 7-40 表示。

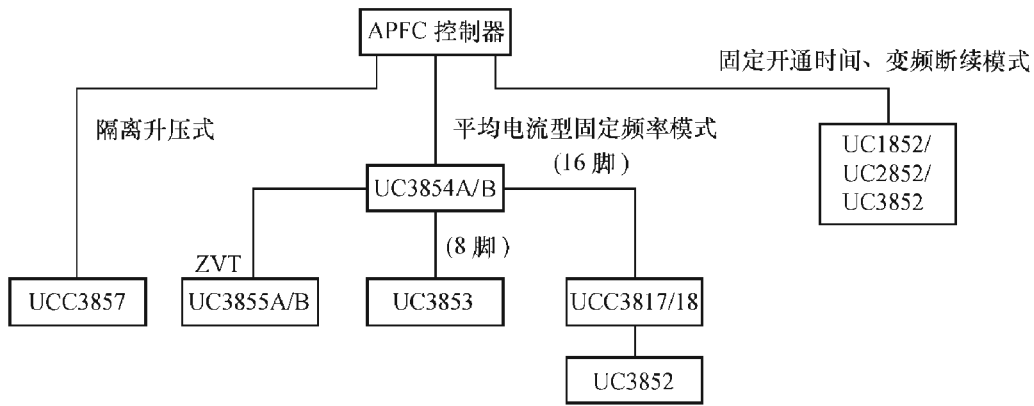


图 7-40 尤尼创 (Unitrode) 公司生产的 APFC 控制集成电路系列

本节我们将介绍 UCC1817/18、UCC2817/18、UCC3817/18IC 集成电路，这是一种用双极与 CMOS 混合工艺制造的集成电路，其内部结构框图如图 7-41 所示。

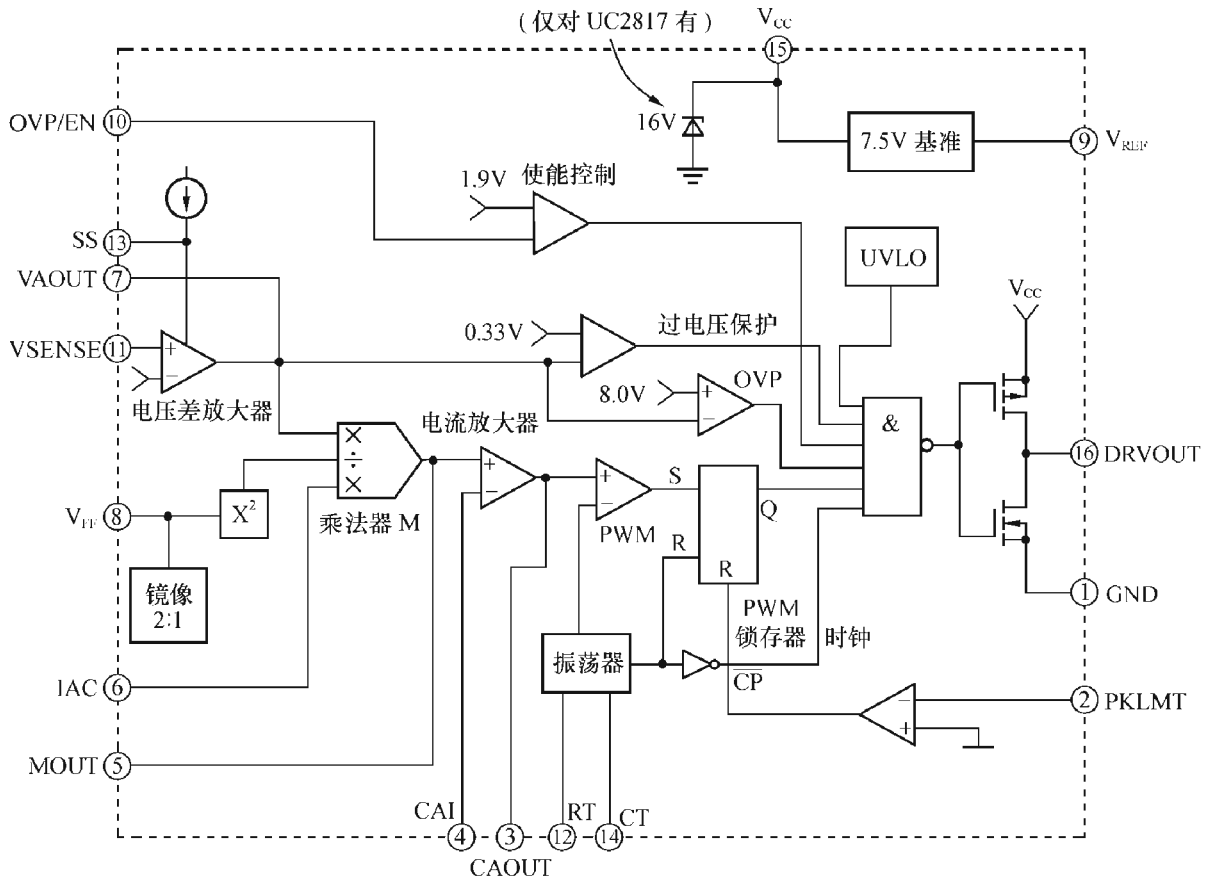


图 7-41 UCC1717/18 结构框图

上述三种集成电路的内部结构、引脚功能均相同，但其工作温度不同，UCC1817/18 工作温度范围为 $-55^{\circ}\text{C} \sim +125^{\circ}\text{C}$ ，UCC2817/18 工作温度为 $-40^{\circ}\text{C} \sim +85^{\circ}\text{C}$ ，UCC3817/18 工作温度为 $-0^{\circ}\text{C} \sim +70^{\circ}\text{C}$ 。UCCX817 的 V_{cc} 上升 (开通) 阈值为 16V，回差电压为 6.3V；UCCX817 的 V_{cc} 的开通阈值为 10.2V，下降 (关断) 阈值为 9.7V，回差电压为 0.5V (以上均为典型值)。

1. 集成电路引脚功能

CAI (4脚) 为电流放大器的同相输入端, 4脚与电流检测电阻 (图 7-43 中的 R_{14}) 接地端之间接一电阻。此脚以及电流放大器的反相输入端 5 脚 (即乘法器的输出引脚 MOUT) 的电位在下降到地电位或以下时仍能正常工作。

CAOUT (3脚) 为电流放大器输出端, 它是宽带运算放大器的输出端, 检测输入线电流, 并控制 PFC 脉宽调制器 PWM, 使之按正确的占空比工作。在 CAOUT 与乘法器输出即电流放大器的反相输入端 MOUT 之间加图 7-42 所示的 RC 补偿网络。

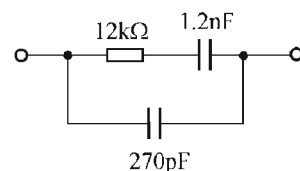


图 7-42 RC 补偿网络

CT (14脚) 与地间接电容 C_T 即振荡器的定时电容, 由它与 R_T 共同确定 PWM 的振荡频率

$$f = 0.6/R_T C_T \quad (7-33)$$

R_T 为 12 脚与地之间的外接电阻, 其值为 $10 \sim 100k\Omega$, 它决定振荡器电容充电电流的大小。由振荡器定时电容到地之间的连线应尽可能短, 最好直接接地。

IAC (6脚) 的电流与输入电压成正比, 此输入电流是乘法器/除法器的一个输入, 乘法器应使此电流由输入到输出产生的失真很小, 建议 I_{AC} 的最大值不要超过 $500\mu A$ 。

VSENSE (11脚) 为误差放大器的反相输入端, 误差放大器的作用与前述所有 APFC 控制器中误差放大器是一样的, 经分压网络将 APFC 输出电压分压后连接于此脚。通过误差放大器及 PWM 脉宽调制器比较器共同作用, 能使输出电压保持稳定。

VAOUT (7脚) 为误差放大器输出脚, 在集成电路内部与乘法器的一个输入端相连, 并将此输出限定为 $5.5V$, 以防出现过冲。

V_{FF} (前馈电压) (8脚) 接有 RC 滤波器, 由 $I_{AC}/2$ 的镜像电流在单极点滤波器上产生电压, 它是一个与线电压成正比的前馈电压信号, 此电压经平方后加到乘法器/除法器的除法输入端。在线电压低时, V_{FF} 电压应为 $1.4V$ 。

在这种 APFC 控制器集成电路中, 乘法器/除法器是一个十分关键部件, 它的性能良好与否, 影响整个 APFC 控制器的性能。乘法器的输入信号有三个: 即放大器的误差信号 VA_{OUT} , 代表输入整流电压的电流信号 I_{AC} , 前馈电压信号 V_{FF} 。乘法器的输出为电流信号。

MOUT (5脚) 为乘法器的输出端, 也是电流放大器的反相输入端, 由于乘法的输出为电流信号, 对电流放大器是一个高阻抗输入, 因此放大器可看作差分放大器。乘法器的输出电流为

$$I_{MOUT} = \frac{I_{AC} \times (VA_{OUT} - 1)}{V_{FF}^2 \times K} \quad (7-34)$$

式中 K 为乘法器的增益常数

$$K = 1/V(\text{伏})$$

I_{AC} 信号是由交流线电压整流后的电压与 I_{AC} 脚 (6脚) 之间电阻 (在后面图 7-43 中为 $R_{21} + R_{13}$) 来确定的, 选择此电阻使输入线电压为最高时, I_{AC} 为最大值, 对 CC1817/18 而言, 其值为 $500\mu A$; 如电流超过此值, 则乘法器可能不处在线性工作区的范围内; I_{AC} 如取较小值, 电路也能正常工作, 但噪声或干扰会造成麻烦, 特别当输入线电压较低时影响更

大。当输入线电压为 85~265V 时，此电阻可选为 750kΩ（可选用 2×385kΩ、W/4，以使高电压在两个电阻之间分配）。

乘法器的输出电流不要超过 $2I_{AC}$ ，即 1mA 左右。

前馈电压 V_{FF} 送到乘法器的一个输入端，是为了使功率级增益恒定，并使输入功率受到限制。

PKLMT（2 脚）为 APFC 峰值电流限制脚，峰值上限的阈值为 0V，由电流检测电阻（图 7-43 中的 R_{14} ）上电压的负端（图中 R_{14} 的左端）与基准电压 V_{REF} 间接电阻分压器（ R_{11} 、 R_{12} ），将峰值电流在检测电流的电阻上电压移位，当峰值电流达到其上限值时，PKLMT 脚电位降到 0V 以下，使 PWM 锁存器复位，关断功率开关管，以不使电流增加。

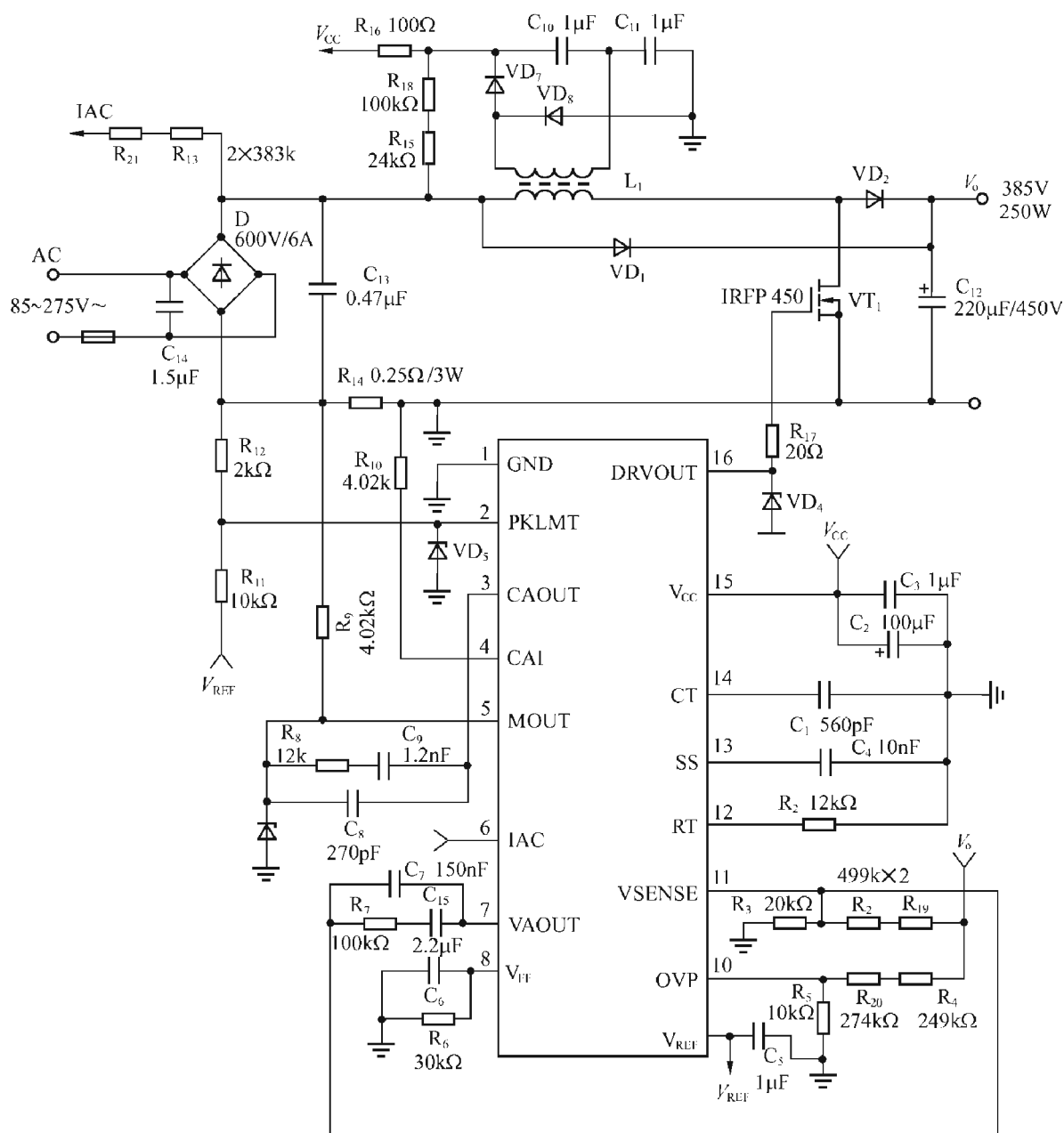


图 7-43 UCC1817 的应用电路实例

SS (13 脚) 为软启动脚, 在 V_{cc} 为低电位时, V_{SS} 放电。当工作时, 集成电路内部的电流源对 SS 脚的外接电容充电。在启动时, 此电压作为电压误差信号, 使 PWM 的占空比缓慢增加。当 V_{cc} 下降时, OVP/EN 脚电位将下降到 1.9V 以下, SS 脚电容迅速放电, 使 PWM 不工作。

OVP/EN (10 脚) 为过压保护/使能脚, 如果 APFC 输出电压太高, 则窗口比较器使输出驱动器不工作, 或同时使 APFC 输出驱动器及 SS 复位。

V_{REF} (9 脚) 为基准电压输出脚。 V_{REF} 是一个精确的 7.5V 基准电压, 此基准电压源可提供 20mA 电流给外围电路, 并由其内部限制其短路电流。当 V_{cc} 低于其欠电压封锁阈值时, V_{REF} 不工作, 并保持为零。 V_{REF} 脚要用 $0.1\mu\text{F}$ 或更大的陶瓷电容直接短路到地, 以使其工作稳定。

V_{CC} (15 脚) 为正电源脚。为使其正常工作, 应连到一个电流至少为 20mA、电压在 10~17V 的稳定电源上。 V_{cc} 应该用大电容及陶瓷电容旁路到地, 以吸收对外接 MOS 管栅极驱动电流尖峰干扰, 只有当 V_{cc} 超过其欠电压封锁的上升阈值、并保持不低于下降阈值时, 才能使输出器件工作。

GND (1 脚) 为地端。所有电压均相对于地而言, V_{CC} 与 V_{REF} 脚均应通过电容旁路到地。

DRVOUT (16 脚) 为栅极驱动脚。同所有 APFC 控制器集成电路的输出一样 (以前称为 OUT 或 GD), 也是推拉输出。此输出与 MOSFET 的栅极之间应接一个串联电阻, 以免栅极阻抗与输出驱动器之间相互影响, 引起 DRVOUT 出现过冲。但对于驱动电容来说, 有一点过冲反而有利。

2. UCCX817/18 的应用电路

图 7-43 是用 UCC3817 组成的一种 APFC 电路, 如线路参数设计合理, 功率因数可达 0.999, 输入电流总谐波失真可小于 3%。

图中, 当接通电源后, 先由 R_{15} 、 R_{16} 、 R_{18} 向集成电路的 V_{cc} 提供低压电源, 一旦集成电路工作, 则由升压电感 L_1 的次级经 VD_7 、 VD_8 倍压整流, 向 V_{cc} 提供低压电源。这与其它 APFC 控制器集成电路的供电方法是一样的。

同样, 在误差放大器的反相输入端 V_{SENSE} (11) 与其输出 $VAOUT$ (7) 之间也接有反馈补偿网络, 它不仅使放大器工作稳定, 而且能对电源频率二次谐波在输出电容上的纹波产生的不利影响加以抑制, 降低此纹波在乘法器的输入端的分量, 减少它对系统总谐波失真的影响。下面对补偿网络进行简单的分析和计算。这里所介绍的方法对于分析前面提到的其它 APFC 控制器集成电路中误差放大器的补偿网络也是适用的。

图 7-44 是分析上述补偿网络的等效电路
在输出端的二次谐波 ($2 \times 60\text{Hz}$) 电压为

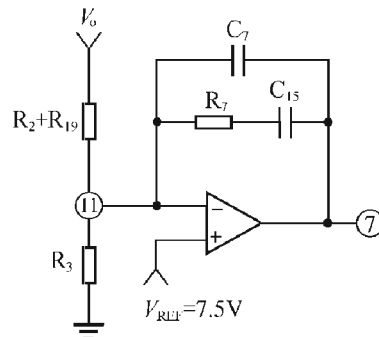


图 7-44 误差放大器及其补偿网络

$$V_{o2} = P_o / 2\pi f_2 C_{12} V_o$$

式中 $P_o = 250\text{W}$, $C_{12} = 220\mu\text{F}$, $V_o = 385\text{V}$, 代入上式则有

$$\begin{aligned} V_{o2} &= \frac{P_o}{2\pi \times 2 \times 60 \times C_{12} \times V_o} \\ &= \frac{250}{2 \times 3.14 \times 120 \times 220\mu\text{F} \times 385} \\ &= 3.90\text{V} \end{aligned}$$

假定误差放大器输出中二次谐波电压分量只允许占 1.5% (峰-峰值), 对于 UCC3817, 误差放大器输出电压范围为 5V, 所以允许的二次谐波分量为

$$5\text{V} \times \frac{0.015}{2} = 0.0375\text{V}$$

由此计算出电压放大器对二次谐波的增益 (衰减) 为

$$G_V = \frac{0.0375}{V_{o2}} = \frac{0.0375}{3.9} = 0.0096$$

于是, 可以求出图 7-44 中补偿网络 C_7 的值为

$$\begin{aligned} C_7 &= \frac{1}{2\pi \times 2 \times 60 G_V \times (R_2 + R_{19})} \\ &= \frac{1}{6.28 \times 120 \times 0.0096 \times 1\text{M}\Omega} \\ &= 138\text{nF} \end{aligned}$$

本例中取 $C_7 = 150\text{nF}$ 。

至于 $R_2 + R_{19}$, 则可根据 $R_2 + R_{19}$ 与 R_3 的分压比应使 V_o 输出电压衰减为误差放大器的基准电压 $V_{\text{REF}} = 7.5\text{V}$ 来求得, 如取 R_3 的值为 $20\text{k}\Omega$, 则 $R_2 + R_{19} = 1\text{M}\Omega$, 可取 2 个 $499\text{k}\Omega$ 电阻来代替。

R_7 值可以根据 $f = 10\text{Hz}$ 时增益为 1 来求得

$$\begin{aligned} R_7 &= \frac{1}{2\pi \times 10 \times C_7} \\ &= \frac{1}{6.28 \times 10 \times 150 \times 10^{-9}} \\ &= 106\text{k}\Omega \end{aligned}$$

本例中, 取 $R_7 = 100\text{k}\Omega$ 。

对于电流放大器的补偿网络, 可以用图 7-45 加以分析。

图中 R_9 是根据乘法器的要求计算的,

$$R_9 = V_{\text{RSENSE}} / I_{\text{MOUT}}$$

而 $V_{\text{RSENSE}} = 1.25\text{V}$, $I_{\text{MOUT}} = 315\mu\text{A}$, 如此, $R_9 = 3.9\text{k}\Omega$, 电流放大器的增益 G_A

$$G_A = R_8 / R_9$$

如取 $G_A = 2.6$, 则 R_8 为 $9.4\text{k}\Omega$, 本例中取为 $12\text{k}\Omega$ 。

C_8 、 C_9 可以用以下公式来求得

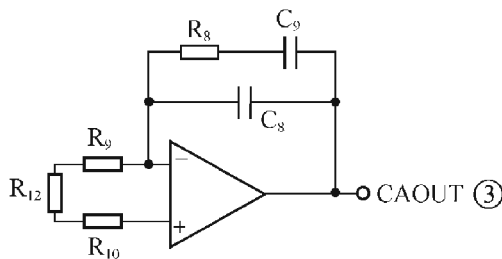


图 7-45 电流放大器的补偿网络

$$C_9 = \frac{1}{2\pi \times R_8 \times f_c}$$

其中 f_c 为增益等于 1 的频率，取为开关频率 f_s 的 1/10，而 $R_8 = 12\text{k}\Omega$ ， $f_s = 100\text{kHz}$ ，则有

$$C_9 = 1.33\text{nF}$$

考虑到：

$$C_8 = \frac{1}{2\pi \times R_8 \times \frac{f_s}{2}}$$

可以求得：

$$C_8 = 265\text{pF}。$$

本例中按电容的标称值分别取为 $C_9 = 1.2\text{nF}$ ， $C_8 = 270\text{pF}$

有关电路的其它说明，可参阅 Texas Instruments 关于 UCC2817、UCC2818 的资料 SLUS395E-FEBRUARY 2000，REVISED APRIL 2001。

第七节 固定频率平均电流型 APFC 控制器 ML4821、ML4822

本节首先介绍由微线性公司（MICRO—LINEAR）生产的功率因数控制器 ML4821（仙童公司也生产此类产品，如 ML4821、FAN4822），然后再介绍 ML4822，它们都是一种平均电流型升压式功率因数控制器，同前述的 UCC1817/1818 基本上是相似的。

一、平均电流型 APFC 电路 ML4821

它的特点是：

- ◆ 平均电流模式，谐波失真很小；
- ◆ 有平均线电压补偿，并有节电保护；
- ◆ 有过电压比较器，可以防止没有负载时输出电压超出控制范围；
- ◆ 电流检测比较器有很宽的共模范围，其噪声容限大；
- ◆ 输出为推拉结构，输出电流为 1A，输出电压的幅度在集成电路内部被限幅在 17V

以内；

- ◆ 内部有精确的带缓冲的 5V 基准电压；
- ◆ 有“睡眠模式”关断输入。

1. ML4821 的内部框图

ML4821 的框图如图 7-46 所示。

ML4821 有两种封装：一种为 18 脚 DIP 封装，一种为 20 脚 SOIC 封装。

各引脚功能说明如表 7-13 所列：

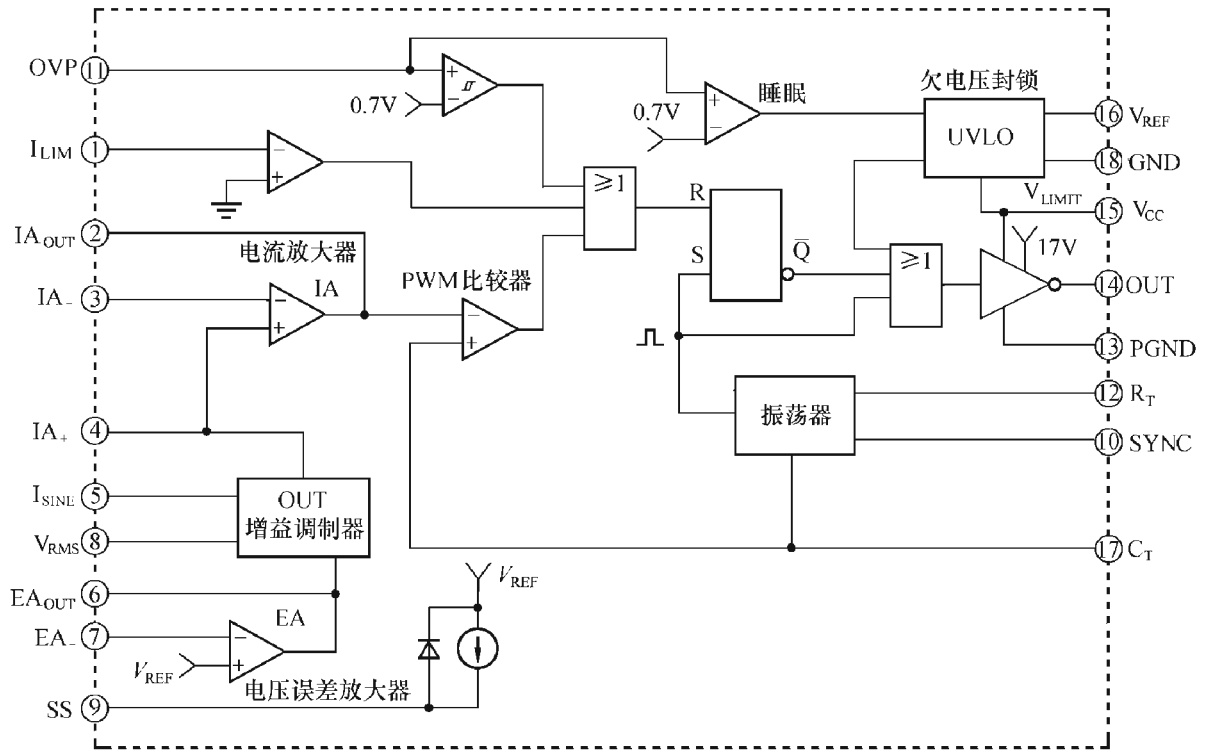


图 7-46 ML4821 内部框图

表 7-13

ML4821 的引脚功能

引脚号		引脚符号	引脚功能
18 脚 DIP	20 脚 SOIC		
①	①	I_{LIM}	逐周对峰值电流进行限制的输入端
②	②	IA_{OUT}	平均电流误差放大器的输出及补偿节点
③	③	IA_{-}	平均电流误差放大器的反相输入端
④	④	IA_{+}	平均电流误差放大器的同相输入端，也是增益调制器的输出端
⑤	⑤	I_{SINE}	增益调制器（或称乘法器）的输入端
⑥	⑥	EA_{OUT}	电压误差放大器的输出端
⑦	⑦	EA_{-}	误差放大器的反相输入端
⑧	⑧	V_{RMS}	平均线电压补偿的输入端
⑨	⑨	SOFT START	正常情况下与软启动电容相连
⑩	⑫	SYNC	振荡器同步输入端
⑪	⑬	OVP	当此脚电压大于 5V 时，禁止输出脉冲；而当此脚电压低于 0.7V 时，集成电路进入低电流关断模式
⑫	⑭	R_T	接振荡器的定时电阻
⑬	⑮	PWR GND	大电流图腾柱输出的回归点
⑭	⑯	OUT	大电流图腾柱输出端
⑮	⑰	V_{CC}	集成电路的正电源
⑯	⑱	V_{REF}	带缓冲的 5V 基准电压输出

引脚号		引脚符号	引脚功能
18脚 DIP	20脚 SOIC		
⑰	⑲	C_T	接振荡器的定时电容
⑱	⑳	GND	模拟信号地

2. 电路功能块说明

(1) 振荡器

ML4821 的振荡器是由恒流源 $\frac{I_{RT}}{2}$ 对连接于 C_T 端的电容 C_T 充电，当电容电压上升到上限阈值时，比较器改变状态，使集成电路内部的 VT_1 导通，电容器通过 VT_1 放电到下限阈值。电路如图 7-47 (b) 所示，电容 C_T 上的电压波形如图 7-47 (a) 所示。

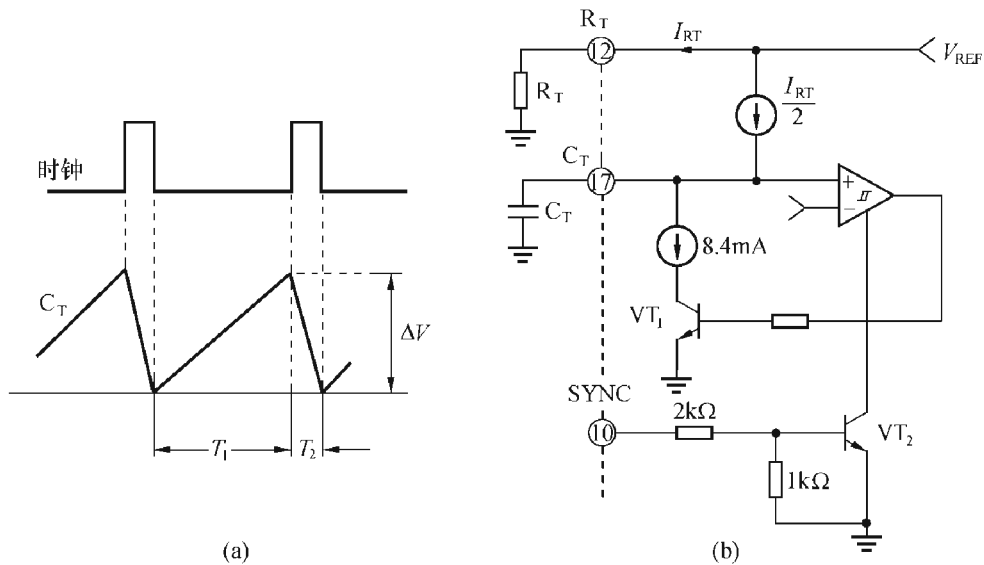


图 7-47 振荡器电路及波形

振荡器周期 T 为

$$T = T_1 + T_2$$

当 VT_1 不导通时， $I_{RT} = V_{REF}/R_T$ ， C_T 充电电流为 $I_{RT}/2$ ，上升时间 T_1 为

$$T_1 = C\Delta V / \frac{1}{2}I_{RT}$$

当 VT_1 导通时， C_T 放电电流为 $(8.4\text{mA} - I_{RT}/2)$ ，下降时间为

$$T_2 = C\Delta V / (8.4\text{mA} - \frac{I_{RT}}{2})$$

ML4821 振荡器有一个同步输入端，在此脚⑩ (SYNC) 加上 2V 正脉冲，可以将振荡器的比较器复位，使 C_T 开始放电循环。选择 R_T 、 C_T 值，应使振荡器的频率比外接的同步信号频率略低一些。

(2) 电压及电流误差放大器

ML4821 的电压误差放大器是一个开环增益很高的宽带放大器，具有 A 类输出，软启动线路控制此放大器的输入，以便工作在闭环软启动工作状态。

电流误差放大器 (IA) 同电压误差放大器在结构上是相似的，但设计成失调很小，以便可以采用低阻值的 R_{sense} 。

电压误差放大器的电路如图 7-48 所示。

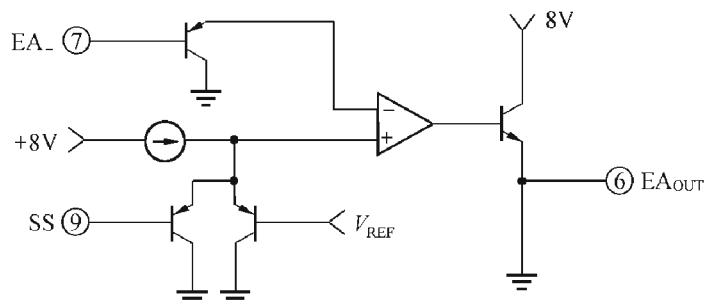


图 7-48 电压及电流误差放大器

(3) ML4821 的增益调制器

在其它的资料中增益调制器又称为乘法器，它有两个输入端：对由 I_{SINE} 脚输入的电流呈线性响应，而对于由 V_{RMS} 脚输入的电压之平方呈反比关系。当 V_{RMS} 脚电压很低时，增益调制器的增益下降，限制线电流，从而对整个 PFC 线路进行功率限制，或称为“节电保护”。线电压经整流后的正弦波形通过降压电阻转换为 I_{SINE} 脚的电流输入。在这种情况下，大多数的噪声对加到 PWM 比较器的参考电压不会产生重大影响，这使得 ML4821 对于大多数大功率开关线路所共有的干扰具有较高的噪声容限。

增益调制器输出为电流，它加到电流误差放大器的同相输入端 $IA+$ ，作为电流误差放大器的基准，此电流为

$$I_{GM} = kI_{SINE} \times (V_{EA} - 0.8) \quad (7-35)$$

其中 I_{SINE} 为降压电阻中的电流， V_{EA} 为电压误差放大器的输出， k 为由 V_{RMS} 端电压所确定的一个常数，如图 7-49 所示。

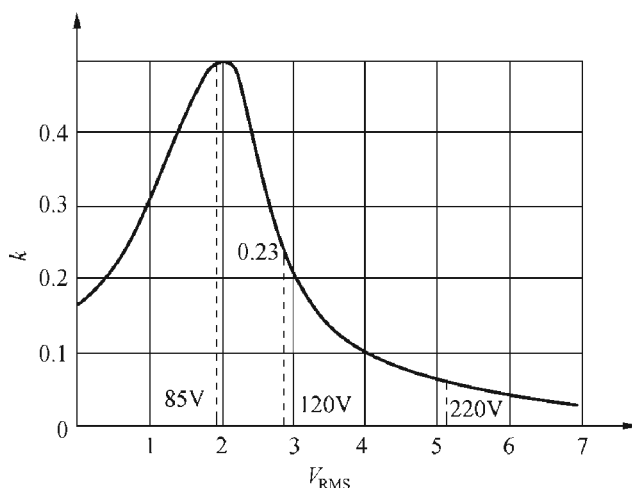


图 7-49 乘法器的增益常数 k

增益调制器的输出电流的上限为

$$I_{GM(max)} = 2.5/R_T$$

增益调制器的输出电流通过接到 IA_+ 端的电阻转换为电流放大器 (IA) 的基准电压。在线电压低于 85V (AC) 的情况下, 增益调制器的增益常数反而下降, 以限制由线电压支取的电流, 防止出现过载。这是一个非常有用的特性, 因为在很多情况下, PFC 的输出功率是恒定的, 当线电压下降时, 输入电流要变大以补偿输入线电压的下降。限制输入线电流这种措施称为节电保护 (brownout protection)。

(4) 输出驱动级

ML4821 输出驱动级是一个高速的推拉线路, 具有 1A 的峰值电流, 可以快速驱动电容负载 (如 MOS 管的栅极), 输出电压由内部限制在 17V 以内。

(5) 欠电压封锁 (UVLO)、过电压保护 (OVP) 及电流限制

加电时, ML4821 处于欠电压封锁状态, 输出低电平, 静态电流小, 当 V_{cc} 达到 16V 时, 集成电路工作; 当 V_{cc} 低于 9V 时进入欠电压封锁。在此期间, V_{REF} 脚处于关状态, 它可以作为后面 PWM 变换器启动的标志。

当输入到 OVP 比较器的电压超过 V_{REF} , 则 ML4821 的输出被禁止。OVP 的输入端还可用作睡眠输入, 当 OVP 脚电压下降到 0.7V 以下时, 则集成电路进入低压静态 UVLO 状态。

欠电压封锁的框图如图 7-50 所示。

(6) 集成电路启动及电源的产生

此电路与前面 UCC2817 的应用电路相似 (见图 7-44), 线电压整流后经电阻 (图 7-52 中 R_{10}) 加到 V_{cc} 脚, 当 V_{cc} 达到 15.5V 时, 集成电路工作, 此后由电感 L 的次级绕组整流后提供直流电流, 如图 7-51 所示。

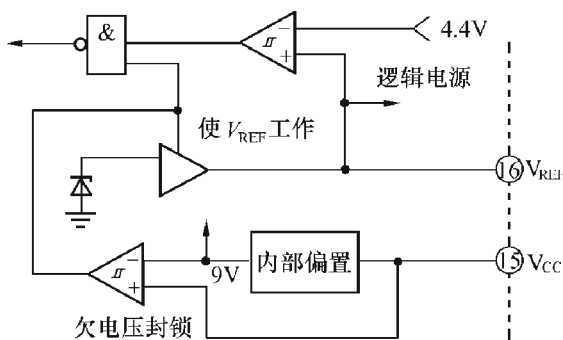


图 7-50 UVLO 框图

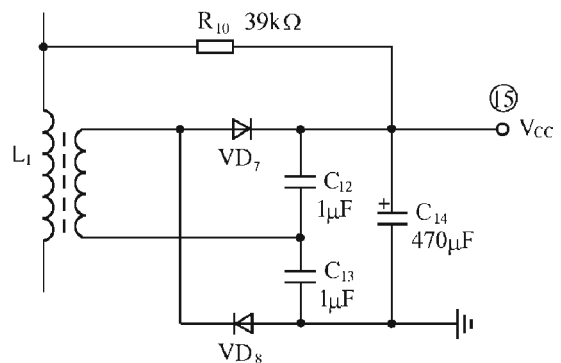


图 7-51 启动线路及直流供电电源

3. ML4821 的应用电路

图 7-52 是 ML4821 的应用电路, 它在电路的结构上与图 7-43 UCC2817/18 应用电路基本相似。电路的输出功率为 200W, 输出电压为 382V (DC), 输入交流电压为 90~264V。

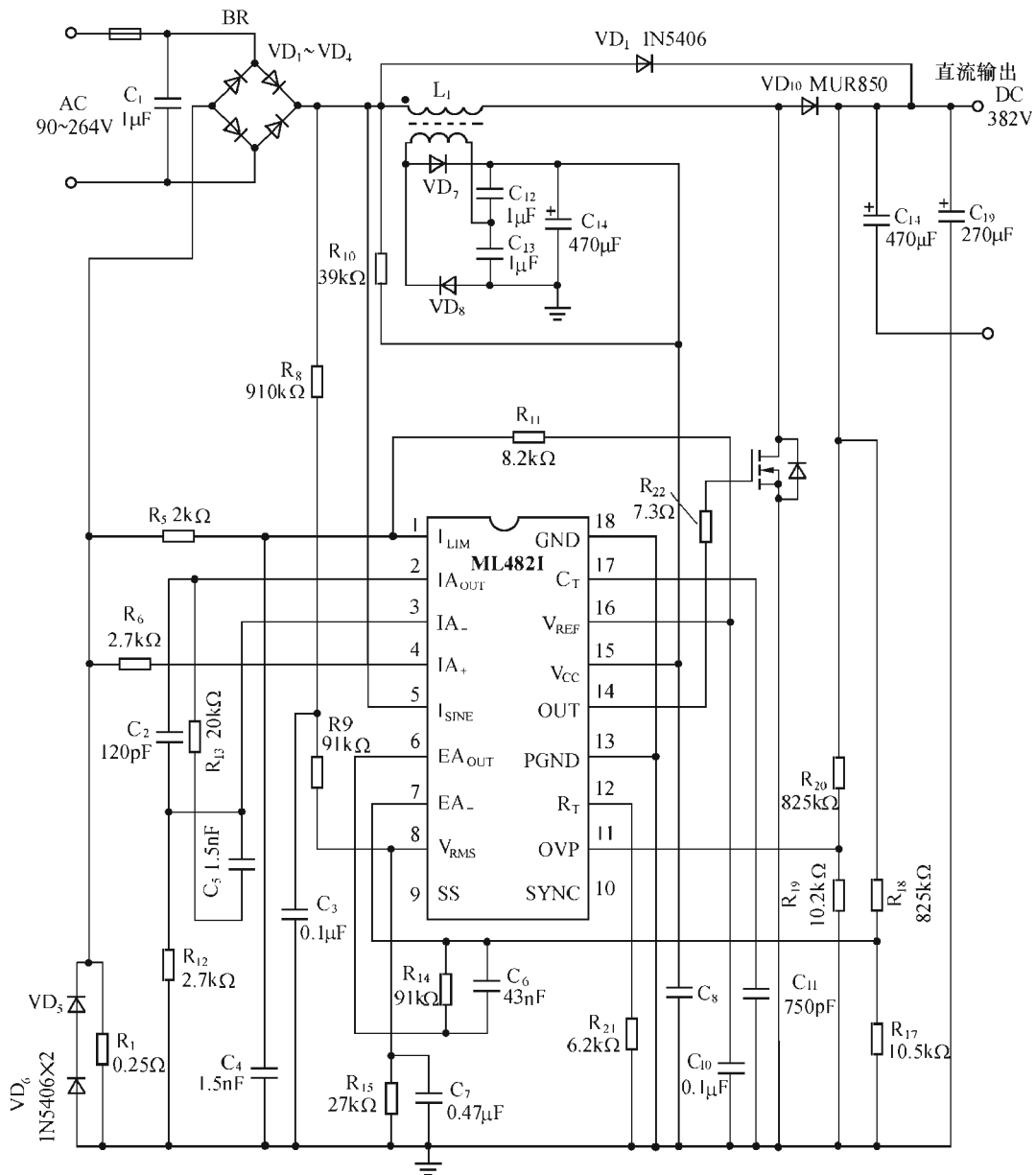


图 7-52 ML4821 的应用电路

二、ML4822 (FAN4822)

1. ML4822 的特点

ML4822 是 ML4821 的升级换代产品，也是一种平均电流型 APFC 升压变换器电路。一般在宽输入电压范围 APFC 升压变换器中，当功率超过 200W 以后，开关管的损耗随输出功率的增加而急剧上升。在 ML4822 中由于采用零电压开关 (ZVS) 技术，大大降低了功率开关管的导通损耗和二极管的反向恢复时间，改善了大功率 APFC 的效率，减小了电磁干扰和系统噪声。

在该系统中，利用第二个功率小一点的场效应管 VT_2 和另一个存储元件电感，将升压 MOS 开关管的导通损耗转变为有用的输出功率，在集成电路内部有零电压开关控制输出，用来控制该场效应管的导通和截止。

ML4822 的 PFC 输出用来控制主开关管 VT_1 ，它连同升压电感 L_1 、输出电容 C_1 组成普

通的 APFC 升压电路。零电压开关场效应管 VT_2 ，谐振电感 L_2 ，二极管 VD_2 、 VD_3 以及连接于 VT_1 漏源之间的 ZVS 谐振电容 C_{ZVS} 等组成 VT_1 的零电压开关电路，通过它来减小 VT_1 的开关损耗，提高 APFC 的效率。

2. ML4822 的框图

ML4822 有两种封装形式，即 14 脚的 DIP 封装和 16 脚的 SOIC 封装。它内部有跨导型电压误差放大器 (VEA)、增益调制器 (GM)、振荡器、电流误差放大器 (IEA)、电流限制比较器 (ILIMIT)、过电压比较器、PFC 输出驱动器、ZVS 输出驱动器、零电压比较器、逻辑电路和 7.5V 的基准电压等。

图 7-53 是 ML4822 的结构框图。

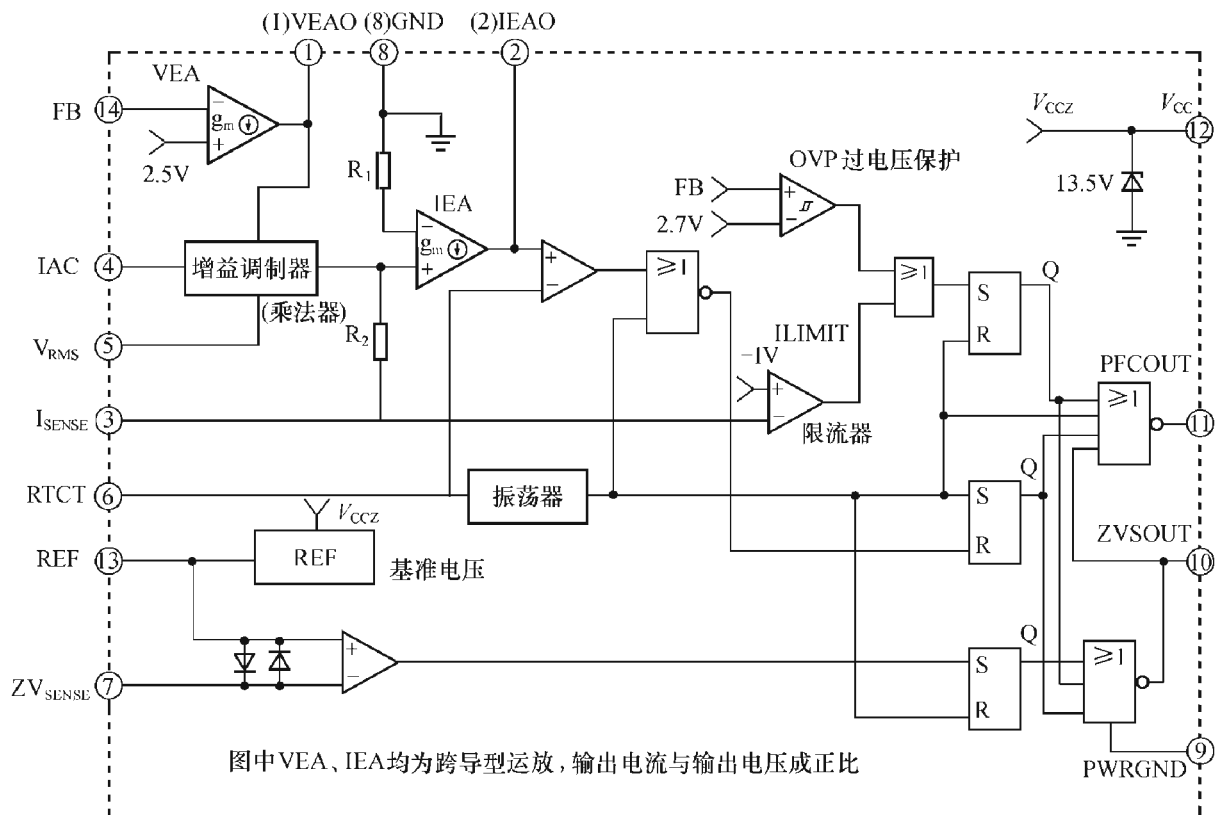


图 7-53 ML4822 的结构框图

其各引脚的功能及符号如表 7-14 所列：

表 7-14 ML4822 的引脚功能

引脚号	名称	功能说明
①	VEAO	跨导型电压误差放大器输出端
② (2)	IEAO	跨导型电流误差放大器输出端
③ (3)	I_{SENSE}	PFC 电流限制比较器的电流检测输入端
④ (4)	IAC	PFC 增益调制器 (乘法器) 参考输入端
⑤ (5)	V_{RMS}	线电压 (有效值) 的补偿输入端
⑥ (6)	RT CT	接振荡器定时元件 R_T 、 C_T
⑦ (7)	ZV_{SENSE}	高速过零电压比较器的输入端

引脚号	名称	功能说明
⑧ (10)	GND	模拟信号地
⑨ (11)	PWR GND	PFC 及 ZVS 驱动器输出回复端
⑩ (12)	ZVS OUT	ZVS 场效应管驱动输出端
⑪	PFC OUT	PFC 场效应管驱动输出端
⑫ (14)	V _{CC}	稳压后的电源电压
⑬ (15)	REF	内部基准电源 (7.5V) 输出端
⑭ (16)	FB	跨导型电压误差放大器的反相输入端

3. 工作原理

图 7-54 是大功率 APFC 线路的输出及控制部分的简化电路。

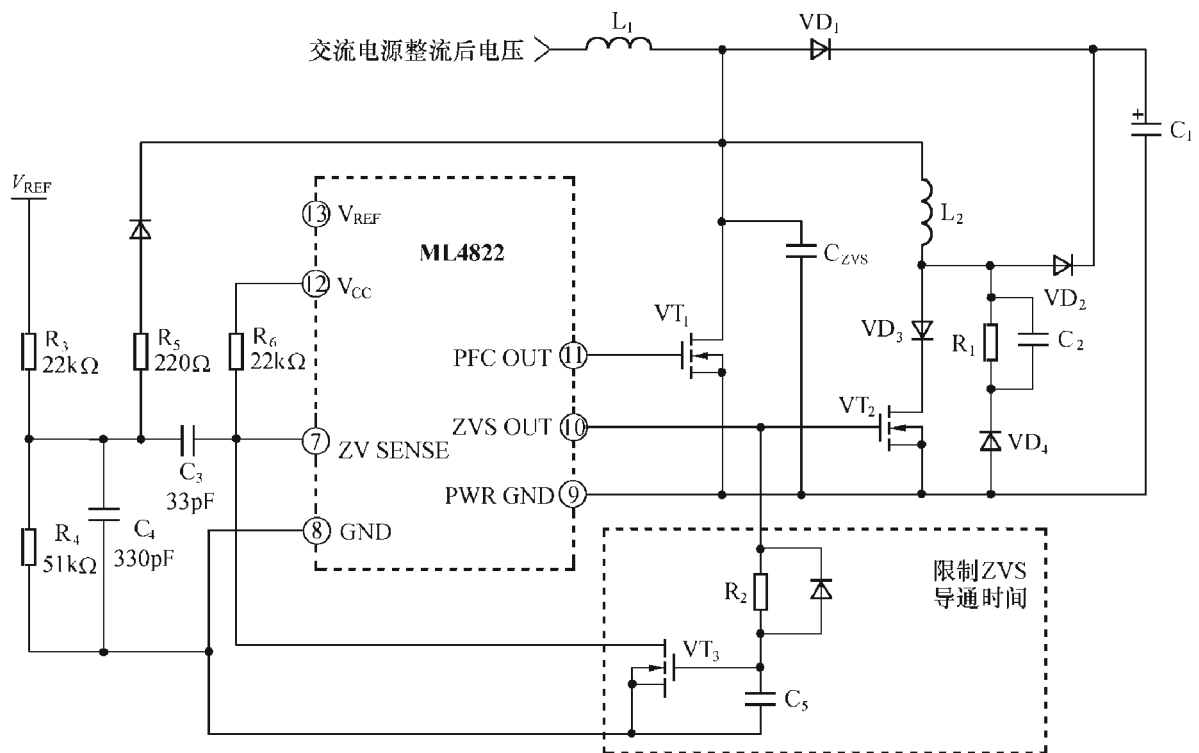


图 7-54 大功率 APFC 线路的输出及控制部分的简化电路

图中 VT₁ 是主开关管，它同升压电感 L₁、升压二极管 VD₁ 及输出电容 C₁ 组成普通的 APFC 电路，而 VT₂ 起着零电压开关 (ZVS) 作用。在每个周期中，VT₂ 在 VT₁ 之前导通，使 L₁ 中的电流由 VD₁ 转向 L₂。开始，在 t₂ 以前 (参看图 7-55)，L₂ 中的电流是线性增加的，在 t₂ 时刻 L₂ 中的电流等于 L₁ 中的电流，此时 L₁ 电流停止放电而转为由 L₂、VT₂ 充电，VT₁ 的漏极电压开始下降。由于 L₂ 与 VD₁、VT₁ 导通，于是，像普通的 APFC 那样，在电感 L₁ 中储存磁能。在 VT₂ 关断时，L₂ 所储存的磁能则通过 VD₂ 向 C₁ 充电，将磁能转换为电容上的电能。至于 L₂ 的数值应按不连续模式加以选择。

图 7-55 给出了各点波形在时间上的对应关系。

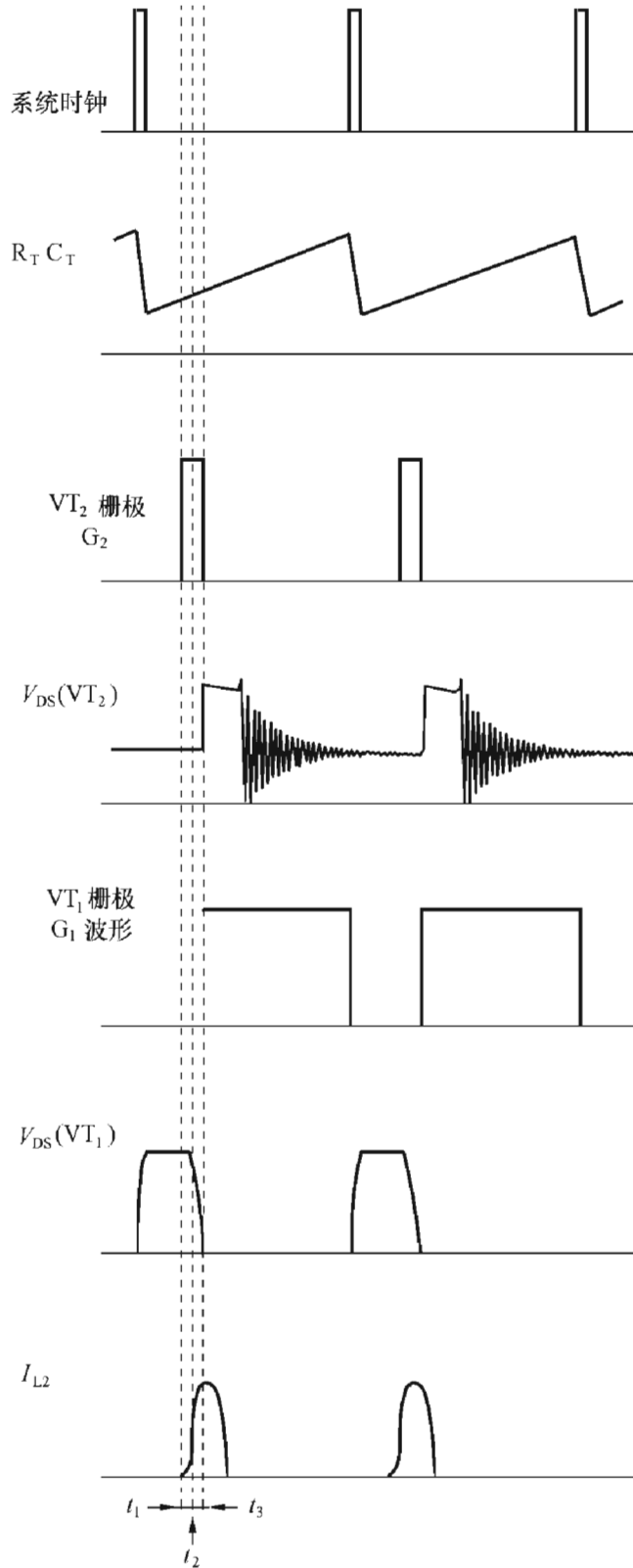


图 7-55 各点波形的定时图

最后给出 FAN4822 的应用电路，如图 7-56 所示。它是一种输出 500W 具有 ZVS 功能的功率因数校正电路，有关其功能说明可查阅 FAN4822 的应用指南，这里不再重复。

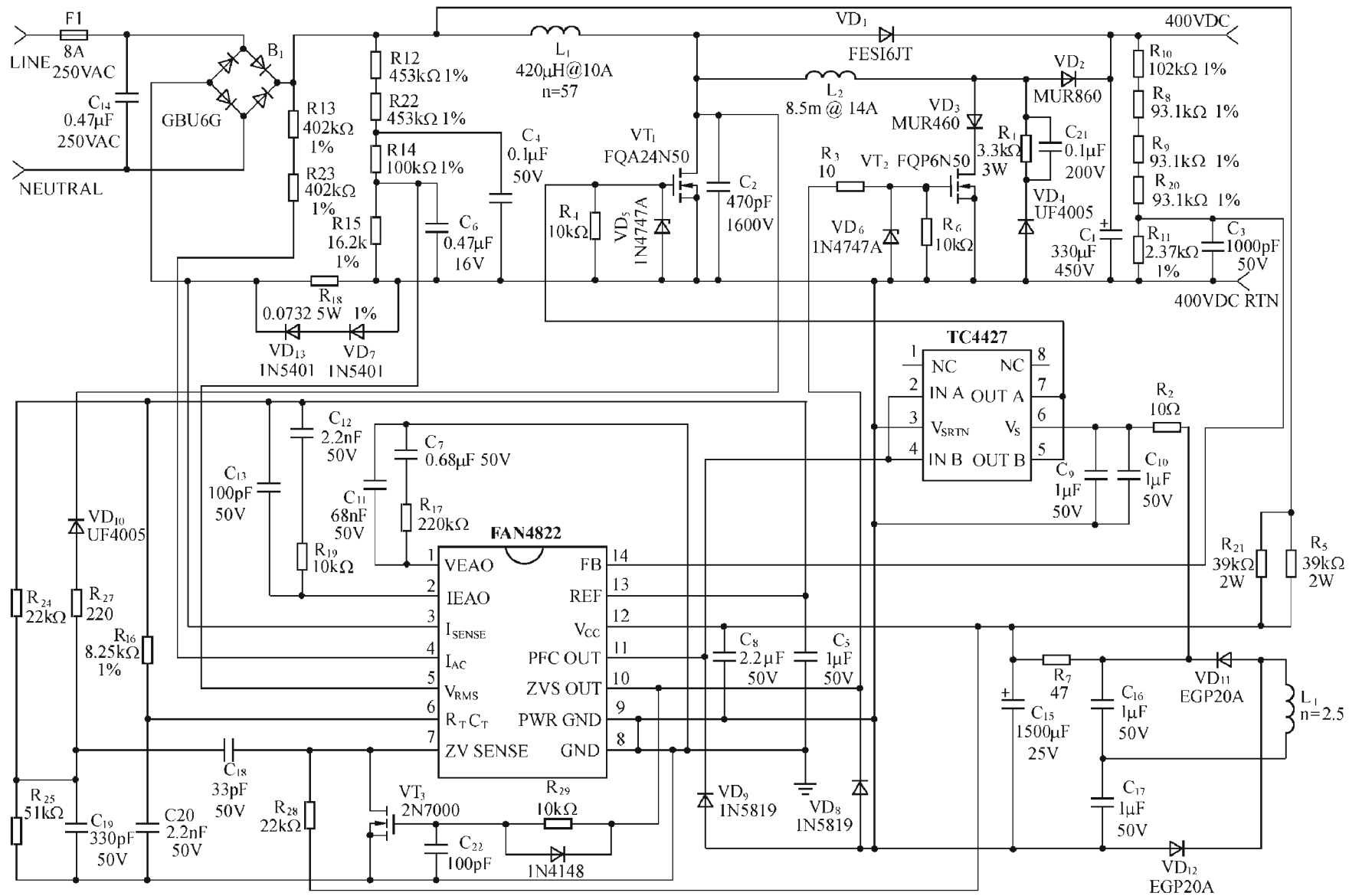


图 7-56 用 FAN4822 组成的 500W APFC 电路

第八章 荧光灯的启动要求及预热启动

荧光灯启动特性的好坏，直接影响到整灯的使用寿命，即会影响到灯管的开关次数，灯管的早期发黑以及光通维持率等，因此启动特性是一个十分重要但却往往被忽视的问题。

本章将探讨荧光灯的预热启动、最佳预热、无功耗预热启动以及预热电路中所用的元件等有关问题。

第一节 荧光灯的启动要求

在许多电子镇流器中，即便输入电源电压比额定电压低很多，不用预热启动，由半桥逆变电路输出的高频信号也能在灯管两端提供很高的电压，做到开灯即亮。但这种方式不采用预热直接启动，对灯管非常不利。这是因为在通电之初，灯丝未得到预热，灯丝上的发射材料远未达到 $950\sim 1000^{\circ}\text{K}$ 热电子发射的温度，在灯丝的周围所形成的空间电荷十分稀薄，这时如硬在灯管两端施加高电压，将灯管启动（通常称为硬启动）点亮，灯开始将先处于辉光放电阶段，过一段时间后，才能转入正常的弧光放电。在辉光放电阶段，大量的正离子撞向作为阴极的灯丝，容易使灯丝上的发射材料严重溅射。在这种情况下，多次开关，就会使灯丝周围的管壁上出现早期发黑，缩短灯管寿命，促使光衰加剧。研究表明，未加预热的一次开关所造成的阴极发射物质的溅射，相当于灯管正常点亮一小时所消耗的发射物质，由此可见，一开即亮式的非预热启动，对灯丝即阴极的损伤是很严重的，也是不可取的。

与此相反，所谓预热启动是先使灯丝通过一定的电流，将灯丝加热至电子发射温度，经过一定时间（ $0.4\sim 2\text{s}$ ）后，才在灯管加足够高的电压，使灯管立即进入弧光放电。采用预热，可以降低灯管启辉所需要加的电压，延长灯管寿命，减小灯管发黑，降低光衰，其好处是很多的。

在国家标准 GB/T15144 中规定，镇流器与荧光灯配套工作，在电压为额定电压 $90\%\sim 110\%$ 、环境温度为 $10^{\circ}\text{C}\sim 35^{\circ}\text{C}$ 时，应使灯满意地启动；环境温度为 $10^{\circ}\text{C}\sim 50^{\circ}\text{C}$ 时，使灯正常工作；灯在正常情况下使用时，镇流器能使灯启动，且不得对灯性能造成损害。要做到在 $-20^{\circ}\text{C}\sim 50^{\circ}\text{C}$ 下使灯工作，这对电子镇流器来说并不困难，但是要做到在低温下使灯满意地启动，并且对灯性能不造成损害，就不那么容易了。

一般来说，在公共场所，如酒店、饭店、车间、办公室等，所用照明灯具每天不会频繁地多次开关，灯的启动特性好坏尚无关大局。而在家庭用照明中，大都有灯如不用就随手关掉的习惯，在这种情况下，灯的开关启动特性的好坏，将直接影响灯管的使用寿命和其光通

维持率的高低。

一种良好的启动方式应该满足以下条件：

① 首先应保证使阴极达到发射所需要的温度，即提供给阴极（即灯丝）以足够的电流和一定的预热时间。

② 在阴极达到电子发射状态，并在阴极周围形成足够的电子云之前，加到灯管两端的电压应足够低，以免出现辉光放电，导致阴极受到损伤。

有资料介绍阴极发射最佳温度是在灯丝热阻为其冷阻的 4.5~5.5 倍。温度过低，热电子发射不足；温度过高，则对灯丝不利，会造成灯管在灯丝附近发黑，降低其使用寿命，减少其光通维持率。

第二节 荧光灯的预热启动

一、日光灯的启动

在这里，我们首先回顾一下目前仍在广泛使用的日光灯是如何启动的。一般日光灯仍采用电感镇流器和启辉器（starter）工作。它也采用预热启动，其原理电路在第二章已经介绍过，如图 2-5 所示。在交流电源接通后，电流通过灯丝及启辉器（发生辉光放电），一方面使灯丝得到预热，另一方面将启辉器双金属加热，使双金属片弯曲，停止辉光放电。待双金属片冷却恢复到原来状态后，外加电压又不能产生辉光放电，使灯丝加热电路突然断开。由于电流突然变化，在电感上将产生一个幅值很高的电压，它与输入电压相叠加，加到灯管两端，将灯管启辉点亮。由于启辉前预热电流的存在，使灯丝受热，发射了大量的电子，降低了灯管启辉所需的电压。如果天气太冷，灯丝发射电子不多，加到灯管两端的电压不足以将灯启辉点亮，这时就要再一次启动、或多次启动才行。

在灯点亮后，灯丝中仍有一部分加热电流流过。如果电感的电感量较小，会使流过灯丝的电流较大。此时如采用的是较大冷电阻的灯丝，就容易使灯丝温度过高，造成灯管出现早期发黑的现象。因此，对于灯丝冷阻较大而瓦数也较大的节能荧光灯管，在生产中，采用电感镇流器老化时，就会在老化后出现灯管发黑现象。一般用电感镇流器和用电子镇流器配用的灯管，最好应采取不同的灯丝冷阻。

二、荧光灯采用 PTC 电阻的预热启动

正温度系数（PTC）的热敏电阻，通常简称为 PTC，它在正常室温下为某一低阻值的电阻，接在灯丝预热电路中，它允许电流流过灯丝，将其加热。但随着时间的推移，热敏电阻的温度增加，其阻值将按指数规律急剧加大，最后可视为处于高阻阻断状态，从而结束灯丝预热过程。改变 PTC 电阻的阻值及其尺寸（通常用其直径 φ 表示），可以得到最佳的预热时间和预热灯丝电流，达到满意的预热效果。由于 PTC 热敏电阻的价格便宜，组成的电路简单，因而在自镇流荧光灯及电子镇流器的灯丝预热电路中得到广泛的应用。

为了正确理解正温度系数（PTC）热敏电阻在灯丝预热电路中的作用，我们将首先介绍这种电阻的特性以及表征它们的一些参数。

第三节 PTC 热敏电阻

热敏电阻是一种电阻值随温度变化的（对温度敏感的）电阻，有正温度系数及负温度系数之分，下面介绍正温度系数（PTC）的热敏电阻。

一、PTC 热敏电阻的特性

PTC 热敏电阻一般是以钛酸钡 BaTiO_3 材料为主，添加多种微量金属氧化物，如施主材料 Nb^{5-} 、 Y^{3-} 、 La^{3-} ，受主材料 Mn^{3+} 、 Li^+ ，玻璃相 $\text{Al}_2\text{O}_3 - \text{SiO}_2 - \text{TiO}_2$ 等，经一般的电子陶瓷工艺加工而成的一种新型电子陶瓷元件，它的电阻率对温度十分敏感，并具有正温度系数，此类电阻的特性可以用下式表示：

$$R = R_0 \exp \beta_p (T - T_0) \quad (8-1)$$

式中， R_0 为在室温（ T_0 ）下的电阻值，通常以 25°C （或 298°K ）时的电阻 $R_{25^\circ\text{C}}$ 表示；

R 为在 $T\text{K}$ 时的电阻；

β_p 为正热敏电阻常数，以其最大电阻值与室温下电阻值之比的对数表示；

$$\beta_p = \ln \frac{R_{\max}}{R_{25^\circ\text{C}}}$$

PTC 热敏电阻的特性也可以用图形表示，如图 8-1 所示的阻温特性曲线。

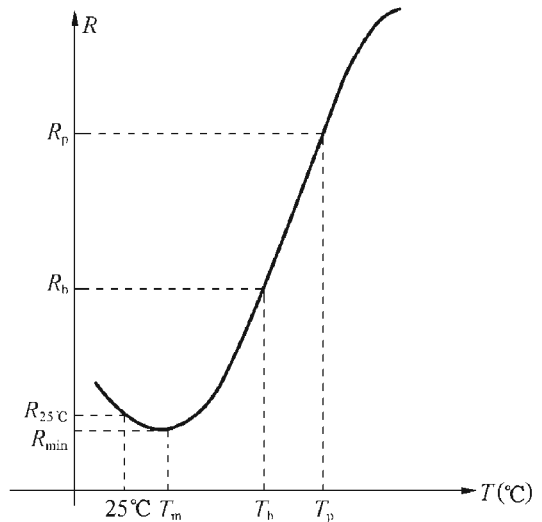


图 8-1 PTC 电阻的阻温特性曲线

二、PTC 热敏电阻的参数

PTC 电阻通常可以用以下参数表征：

① 额定零功率电阻 R_n ，通常是指室温 25°C 时采用足够低的功耗所测得的电阻，又称室温电阻，以 $R_{25^\circ\text{C}}$ 表示之。

② 最小电阻 R_{\min} ，指阻温特性曲线上的电阻最小值，以 R_{\min} 表示，对应的温度为 T_m 。

③ 开关温度 T_b ，指电阻值产生阶跃式增大的温度，以 T_b 表示。

工程上一般定义它为阻值增大为零功率电阻 $R_{25^\circ\text{C}}$ 两倍时的温度，即 $R_b = 2R_{25^\circ\text{C}}$ 时所对应温度为开关温度 T_b 。

与 T_b 相关联，人们经常会提到的是居里点温度 T_c ，它是 BaTiO_3 从铁电相转变为顺电相的温度，也就是 BaTiO_3 从正方晶型转变为立方晶型的转变温度。居里点温度一般比开关温度低 $5^\circ\text{C} \sim 2.5^\circ\text{C}$ ，有的资料把开关温度同居里点 T_c 点等同起来，严格说来，其实它们是两个概念不尽相同的参数。但在工程上由于它们的数值差别不大，因而人们把阻值达到常温阻值（ $R_{25^\circ\text{C}}$ ）两倍的温度即开关温度视同为居里温度。目前在节能灯中多用居里温度为 50°C 及 70°C 两种热敏电阻。

④ 平衡点阻值 R_p ，指在 25°C 静止空气中对热敏电阻施加最大工作电压 U_{\max} 而电阻体温度平衡时所具有的电阻值，它所对应的温度 T_p 称为平衡点温度。

⑤ 电阻温度系数 α_T ，在温度 T 处，电阻的温度系数 α 定义为

$$\alpha_T = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT}$$

在对数阻温特性曲线 ($\lg R-T$) 上， α_T 定义为曲线上 T_p 、 T_b 两点所连成的割线上的斜率

$$\alpha_T = \frac{1}{\lg e} \cdot \frac{\lg R_p - \lg R_b}{T_p - T_b}$$

目前 PTC 热敏电阻标志和测试方法在全国尚未见统一的标准。用户在选用 PTC 热敏电阻时，应该注意其尺寸（直径）、电阻数值、居里点温度及其耐压等参数。对 PTC 厂家提供的产品，应先在节能灯电路中进行实际使用，在批量生产中取得最佳的启动特性后，方可定货。并用该批量的参数做为今后从该厂家进货的依据。

第四节 荧光灯用 PTC 热敏电阻的预热启动

一、由 PTC 热敏电阻组成的灯丝预热电路

利用热敏电阻的开关作用，可以组成目前广为流行的一些灯丝预热电路，如图 8-2 所示。

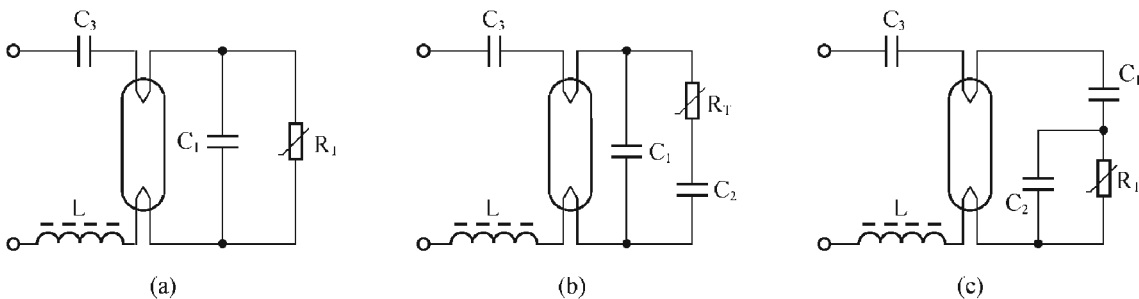


图 8-2 用 PTC 的灯丝预热电路

在图 8-2 (a) 所示电路中，开始在室温下 PTC 热敏电阻 R_T 的阻值不大，预热电流经 C_1 、 R_T 的并联支路流过灯丝，在预热电流作用下，经过 0.4~2s 时间灯丝被加热，达到发射电子的温度，同时由于 PTC 热敏电阻 R_T 开始时的阻值不大，将灯管旁路，使高频谐振电路失谐，灯管两端的电压不可能很高，不足以使灯管启辉，所以在灯丝未被充分预热前，灯管是不会点亮的。

之后，随着温度的上升， R_T 阻值增加，当温度上升到居里点或开关温度以上时， R_T 阻值上升为数十千欧或更大，对灯管及电容 C_1 的旁路作用减小，半桥开关管电路的输出回路会产生 LC_1 串联谐振，在灯管两端呈现很高的高频电压，它足以将灯管启辉点亮。

这种电路最为简单，缺点是 PTC 电阻 R_T 在灯未启辉前的一段时间内要承受很高的电压，长时间内无数次工作在这种状态下，PTC 容易失效。所以 PTC 热敏电阻 R_T 应选用耐压 1000V 或更高的热敏电阻，视灯管长度及管压而定。灯管愈长，热敏电阻 R_T 的耐压要求愈高，例如 T5 灯管如功率超过 28W，选用热敏电阻 R_T 时，对它的耐压一定要给予足够的注意。

在图 8-2 (b) 中， $C_2 \gg C_1$ ，容量较大的 C_2 对高频灯丝预热电流呈现较小的容抗，预热电流主要由 $R_T C_2$ 支路的阻抗，特别是 R_T 的阻值决定，当 R_T 阻值变大后， LC_1 串联谐振所

产生的高电压将灯管启辉点亮。

在图 8-2 (c) 中, C_1 、 C_2 容量相差不多, 例如分别为 4.7nF、6.8nF, 待灯丝预热后, R_T 开路, 灯的启动电容由 C_1 、 C_2 串联值确定, 这种电路比图 8-2 (a) 复杂, 但对 C_1 、 C_2 、 R_T 的耐压要求较低, 在同样耐压下, 它们的使用寿命 (特别是 R_T) 可以长一些。

二、PTC 热敏电阻在灯丝预热电路中的正确选用

实践证明, 正确选用 PTC 热敏电阻, 并与灯管有良好的匹配, 可以延长灯管的寿命一倍左右。一般来说, 灯丝的预热时间即启动的延迟时间与 PTC 参数的关系如下:

如需延迟时间长, 则应选标称阻值小一些、或体积直径大一些、或居里点高一些的热敏电阻; 反之, 则延迟时间短一些。

选择 PTC 热敏电阻的方法大致如下: 先初步根据灯的功率和要求的启动预热时间, 选用不同直径和居里点的热敏电阻, 直径越大, 延迟时间愈长, 反之亦然, 然后再试验选用适当的标称电阻值。

一般节能灯 11W 以下选用 $\Phi 3$ 的热敏电阻, 11~18W 选用 $\Phi 4$ 的, 15~30W 选用 $\Phi 5$ 的, 30~50W 选用 $\Phi 8$ 的。在确定 PTC 热敏电阻的尺寸之后, 再根据具体的灯管, 选用不同阻值的热敏电阻, 以得到最佳的预热电流和最佳的延迟时间, 并确保灯管启动时不出现有害的辉光放电现象。

在选用热敏电阻时, 可配合 HB-3A 观察灯的启动特性, 一般看到的启动特性有图 8-3 (a)、(b)、(c) 所示的三种情况,

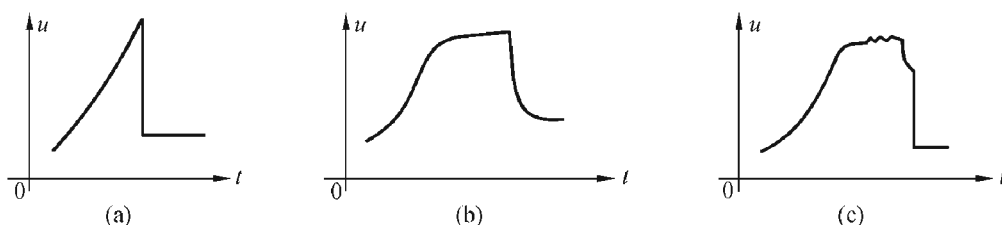


图 8-3 用 PTC 后灯的不同启动特性

在图 8-3 (a) 中, 当经过一段时间且电压上升到一定数值之后, 立即出现弧光放电, 灯被启辉点亮, 灯管管压急剧下降, 这种情况属于最佳预热状态, 在图 8-3 (b)、8-3 (c) 中, 当电压上升到一定数值后, 灯丝还没有被预热达到最佳状态, 因而没有足够的电子发射, 在管压持续较高的一段时间内会出现辉光放电, 只有经过一段时间后才发生弧光放电, 管压下降。在这种预热状态下是不能取得满意的预热效果的。

如果所选择的热敏电阻阻值能得到图 8-3 (a) 所示的启动特性, 那么就可以认为所选择的 PTC 热敏电阻是合适的。

选好 PTC 热敏电阻后, 再通过整灯实际的开关试验 (例如 3min 开、3min 关或 5min 开、5min 关)。如开关次数能达到 2 万次左右, 那么这种预热启动就应该认为是满意的。一个好的预热启动在做上述开关试验时, 一般在开关 1000~2000 次时, 在灯管的灯丝附近不应该出现明显的发黑痕迹。

这里还应当说明, 要达到满意的预热效果, 要求所选用的 PTC 热敏电阻同灯管灯丝的冷阻要有合适的匹配。大家知道, 不同瓦数、不同管径、不同形状的灯管, 它的管流、管压参数是不一样的。一般瓦数小、灯管短的管子, 其管压较低, 而流过灯丝的电流 I_f 基本上与灯丝的冷阻无

关，主要由管压降、外电路中电感的感抗、启动电容的电容量、PTC 热敏电阻的大小决定。对管压低的灯管，如果灯丝的冷阻较小，那么 $I_r r$ 较小，在预热期间，灯丝得不到足够的预热，而在灯管两端电压已经出现所需要的启辉电压，那么灯管就容易出现辉光放电现象。这时，不论选用什么样的 PTC 热敏电阻，也很难达到满意的预热效果，很难消除掉不希望的辉光放电现象。

实践中发现，小瓦数的灯，例如为非标准的 3W、5W 灯，其灯管很短而管压很低，如果灯丝选用小阻值的（8Ω 或 10Ω），一般很难消除开关过程中出现的辉光放电现象。

瓦数小的灯管应适当加大灯丝冷阻，如 3W、5W、7W 灯丝冷阻可取为 20~25Ω，以后随瓦数的加大，灯管加长、管压升高时应适当减小灯丝冷阻。例如 20W、3U 灯管可选用 14Ω 左右的冷阻。某公司出口到南非的灯管，应客户要求，20W、3U 灯管就采用 14Ω 冷阻。前几年有的厂家推出了所谓高频灯管，其核心就是适当加大了灯管灯丝的冷阻，使灯管在每次开关试验时，灯丝能较快地达到所需要的发射温度，并很快地由辉光放电转变为弧光放电，减小了离子轰击，从而增加了开关次数，减轻了灯管的发黑，延长了灯管的寿命。

最后还应当提出，热敏电阻具有电压效应和频率效应，在同一温度下，外加的电压和频率愈高，其阻值愈低。另外，在高温下连续工作一段时间后，PTC 热敏电阻的性能还会老化和变坏，开始匹配良好、开关特性满意的 PTC 电阻，可能变得也不那么理想了。这是因为在灯点亮后，PTC 热敏电阻一直处于 80℃~90℃ 或更高的温度下，其性能会逐渐劣化，使延时变长。而 PTC 长时间处于高频高压状态下，由于上述的电压效应和频率效应，其阻值不仅不会随温度的升高而增大，而且当超过一定温度后，还会出现弱的负温度特性，使流过 PTC 电阻的电流变大，造成 PTC 电阻烧毁或炸裂，并引起整灯或镇流器毁坏。实践证明，采用 PTC 热敏电阻预热电路，只要合理选择它的参数，PTC 电阻的性能又比较好，那么，将自镇流灯的开关寿命提高到 2 万次或更高，并不是一件困难的事。

第五节 荧光灯的无功耗预热启动

上述 PTC 热敏电阻并接于启动电容两端的预热电路，虽可改善灯的启动特性，但启动之后，仍有额外的灯丝电流流过 PTC 热敏电阻，它在灯丝及热敏电阻上会不可避免地产生额外的功耗，其值为 0.8~1W，多余的功耗会使自镇流荧光灯的塑件内温度上升，增加了整灯的不可靠性，并降低了整灯的光效（每瓦流明数）。

我们希望在启动之初，PTC 热敏电阻提供灯丝预热电流，而一旦灯启动后，能自动切断这部分电流，并消除这部分额外的功耗。

为达到这一目的，可采用以下几种方法：

一、将 PTC 与触发二极管串联

例如在图 8-2 (a) 中，将触发二极管（或双向稳压二极管）与 PTC 串联，变成图 8-4 所示形式。

在灯尚未启辉时，加到灯管两端电压足够高，使触发管导通，预热电流通过 PTC 热敏电阻对灯丝预热，阴极（灯丝）发射大量电子，降低了灯管启辉所需的电

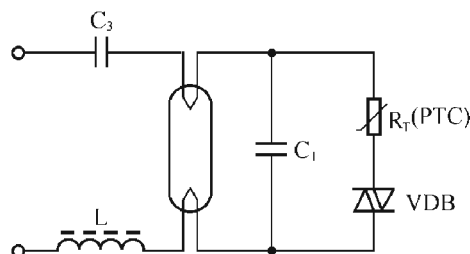


图 8-4 一种无功耗的灯丝预热启动电路

压，使灯管容易启辉。一旦灯启辉点亮，灯管的管电压降低，不足以使触发二极管维持导通，切断了 R_T 支路的电流，从而减小了功耗。

这种电路的缺点是需要根据灯的瓦数、灯管长度以及灯管电压，合理选择触发二极管的击穿电压，一般击穿电压高的触发二极管，其价格也较贵，而且它的击穿电压还与环境温度有关，会随温度的变化而变化，这是其不足之处。

二、将 PTC 与压敏电阻相串联

这种电路的工作原理与图 8-4 相似，其连接方法也相似，不过是用压敏电阻代替触发二极管与热敏电阻相串联而已，如图 8-5 所示。

在灯管未启辉点亮前，灯管两端所加的电压较高，足以使压敏电阻 R_V 击穿，有电流通过 PTC 热敏电阻 R_T ，将灯丝预热，使之发射较多的电子。一旦 R_T 受热阻值变大后，灯被启辉点亮，其管压变低，压敏电阻不再能被击穿，而呈高阻开路状态， R_T 支路亦不再有电流流过，从而减小了 PTC 支路的功率损耗。1998 年底笔者曾建议西安无线电二厂将压敏电阻与 PTC 热敏电阻做成一个整体。他们充分利用在热敏电阻与压敏电阻生产中的技术优势与工艺优势，制造出适合于电子镇流器应用的所谓智能型 PTC 热敏电阻，并取得了国家专利，其命名方法为

$$\text{MZYDXX-XXX}$$

└───┬───┘
管压 管流

根据不同功率、不同管压及管流来选用不同型号的智能型热敏电阻。

例如：MZYD70-160 电阻，适用于管压 U_L 为 $55\text{V} < U_L < 70\text{V}$ ，管流为 160mA 的 9~11W 的灯管。

MZYD85-180 电阻，适用于管压 U_L 为 $70\text{V} < U_L < 85\text{V}$ ，管流为 180mA 的 13~16W 的灯管。

如需使用这类热敏电阻，可与该厂联系。

三、通过继电器将 PTC 关断

这种电路如图 8-6 所示，其工作原理是这样的：

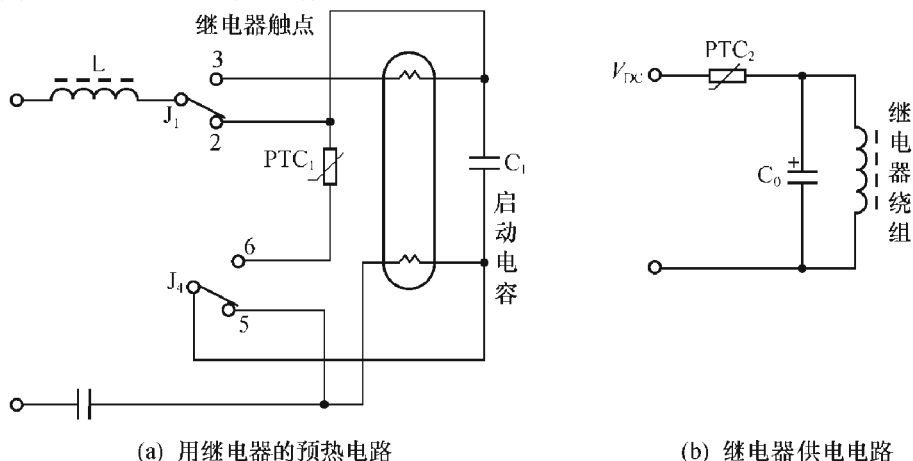


图 8-6 通过继电器将 PTC 电阻关断

在接通电源前，继电器 J_1 与常闭触点 2 闭合， J_4 与常闭触点 5 闭合，灯丝未通。一旦接通电源，继电器动作， J_1 与 3 点闭合， J_4 与 6 点闭合，灯丝通过 PTC_1 （与 C_1 并联）被预热，灯丝预热电流主要由 PTC_1 值决定。由于继电器是由直流电压经 PTC_2 供电的，随着电流流过 PTC_2 ，其阻值变大，不足以维持继电器闭合，恢复到常态， J_1 与常闭触点 2 闭合， J_4 与常闭触点 5 闭合，这时，灯丝不再被加热，而依靠灯丝上的热斑的温度维持电子发射， PTC_1 不再接入预热电路，也不消耗额外的功率。在这种预热电路中，预热电流的大小由 PTC_1 值决定，预热时间由 PTC_2 值决定。

四、用调频法预热启动

许多镇流器驱动集成电路都具有无功耗的灯丝预热功能，灯的工作是按预热、触发启辉、点亮三个阶段依次进行的，且各个阶段的工作频率互不相同，如图 8-7 所示。

电路开始工作频率较高，在灯管两端的压降较低，不足以使灯管在冷态下激活启辉，避免灯丝因硬击穿而受到损伤。以后振荡频率下降，其下降速率可由外接元件控制，大约从电压接通时刻算起，经过 1.5ms 后频率停止下降，并在约 300ms 时间内频率不变，系统停留在预热状态。

在预热阶段以后，电路工作频率以较低的速率下降，当下降到半桥负载的串联谐振频率时，灯管两端出现较高的电压使灯管启辉点亮，以后即进入正常点亮阶段。

这种利用调频达到预热的方法，不消耗功率，其预热时间及预热电流可以通过设置外接元件的参数予以调节，是很方便的，预热效果也很好。

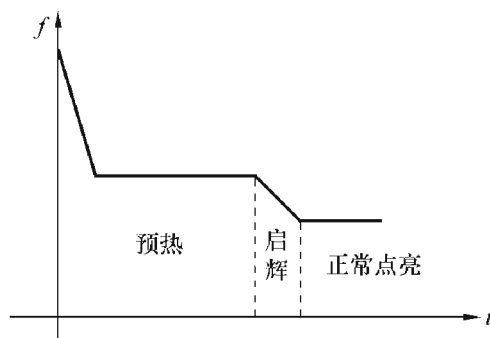


图 8-7 集成电路在各工作阶段的频率

第九章 电子镇流器的保护电路

本章主要讨论镇流器的保护电路。在出现异常情况，如灯管与镇流器连线脱落、灯管漏气、灯丝断、阴极去激活……而灯未能正常工作时，要求镇流器受到保护而不损坏。在去掉异常状态或更换新灯管后，镇流器仍应正常工作。此外，在电网出现瞬时尖峰过电压或雷电干扰时，镇流器也不应损坏。

第一节 过流保护

电子镇流器在接通电源时会产生一个比正常工作电流大很多的浪涌电流，这是由于整流桥后面所接的滤波电解电容器容量很大，在接通电源的瞬时，上面还没有电荷，可以视为短路，电网电压经过整流二极管加到它上面，在短时间内会出现很大的充电电流，这个电流随着电容的逐渐充电而减小。在低功率因数的节能灯中，这个浪涌电流是很大的，远比正常工作电流大得多。它跟接通电源的瞬时交流电压的相位、滤波电解电容器的容量、输入回路的内阻有关。浪涌电流的持续时间不长，约为 $1\sim 3\text{ms}$ 。

减小浪涌电流的办法是在输入电路中串接一个限流电阻或负温度系数（NTC）的电阻（图 9-1 中 R_v ），NTC 电阻在室温下的冷阻较大，可以有效地抑制浪涌电流，而在正常的通电情况下，由于受热后阻值变小，因而可减小其功率消耗。

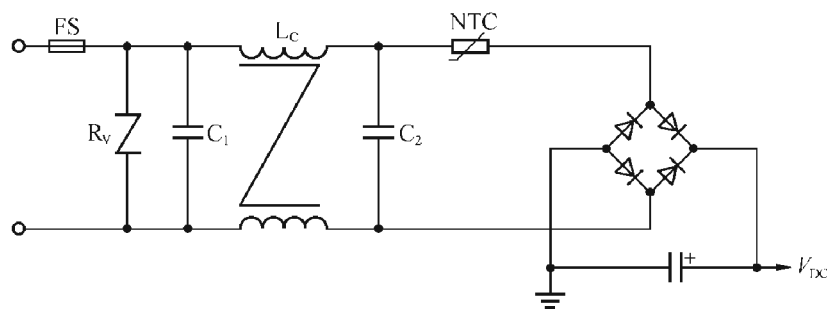


图 9-1 在整流电路中串接 NTC 电阻

NTC 热敏电阻存在一些缺点：如关断电源后的短时间内，在 NTC 电阻的温度仍然较高时再次接通电源，那么 NTC 电阻仍然处于低阻状态，它抑制浪涌电流的能力将减弱；其次，在正常工作时，输入电路的大电流始终通过 NTC 电阻，会额外消耗一定的功率并产生温升。输入电流愈大，功耗愈大，其温升亦愈高。在大功率的电源中，可采用继电器与 NTC 电阻相并联。在接通电源的最初时间，继电器常开触点是断开的，利用 NTC 电阻来减

少浪涌电流。以后，经过一段时间的延时，让继电器常开触点得电闭合接通（或常闭触点失电闭合接通），将NTC短路，这样一来，就可以减小其正常工作时的无益功耗。

此外，在半桥逆变电路工作时还会遇到灯管不能启辉导致开关管电流过大而损坏，因此在镇流器控制集成电路中增加一个检测半桥逆变电路中下开关管电流的引脚CS，如后面将要介绍的集成电路IR2157的CS脚（9脚），下管的源极通过电阻接地，并与CS脚相连，如图9-2所示。

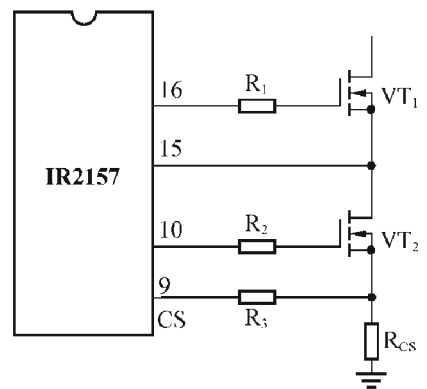


图 9-2 IR2157 检测开关管电流的引脚 CS

对于启辉失效、硬开关等故障情况，在预热期终了，CS脚检测VT₂的源极电压，如电流过大，超过其上限阈值（1V），则CS电平有效；而对于欠谐振状态，电流过小，此电压将低于其下限阈值（0.2V），CS电平也有效。两种情况下，都会使集成电路内部的故障锁存器置1，振荡器不工作，栅极驱动器的输出为低电平，集成电路处于微功率模式。CS引脚会逐周对故障情况进行检测，以最大限度提高镇流器的可靠性。

这种关断是锁定关断，关断后，如需再次启动集成电路工作，需关断电源重新接通电源才行。

一般镇流器控制集成电路都有与此相似的功能，以免功率开关管因电流过大而损坏。

第二节 过压保护及压敏电阻的选用

当电网电压出现瞬时尖峰脉冲，或有强雷电干扰时，电子镇流器的输入电路及相关电路会因出现过电压而损坏。为防止这一点，一般在其输入电路中并联一个氧化锌压敏电阻（如图9-1），它能将在输入电路中出现的电网电压瞬时尖峰脉冲削波或限幅，使加到镇流器的电压降低；在过压情况比较严重时，流过压敏电阻的电流很大，还会导致输入电路中的保险管FS烧毁。在两种情况下，都能使镇流器得到保护。为了帮助使用者正确选用压敏电阻，有必要先了解压敏电阻的特性，以及表征它的一些参数的含义。

一、压敏电阻的特性

氧化锌压敏电阻器是以氧化锌ZnO为主体材料，添加铋（Bi）、锑（Sb）、锰（Mn）、铬（Cr）、钴（Co）、硅（Si）、铝（Al）等多种氧化物，经电子陶瓷工艺加工制造而成，它是一种非线性伏安特性的多晶半导体陶瓷元件，其电导率随施加电压的增加而急剧加大，因而是一种对电压非常敏感的器件，压敏电阻的伏安特性可以用下式

$$i = cu^\alpha \quad (9-1)$$

表示， c 为常数，与压敏电阻的配方、工艺有关。 α 为非线性系数，一般 $\alpha \geq 16$ 。与式（9-1）对应的伏安特性如图9-3所示，图9-4是以对数坐标表示的—

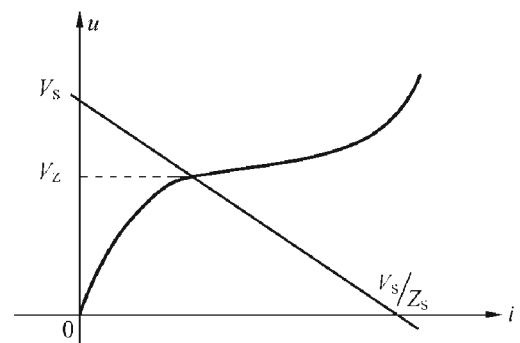


图 9-3 压敏电阻的伏安特性

最大抑制电压：(MYD-10K820~MYD-10K471)φ10系列

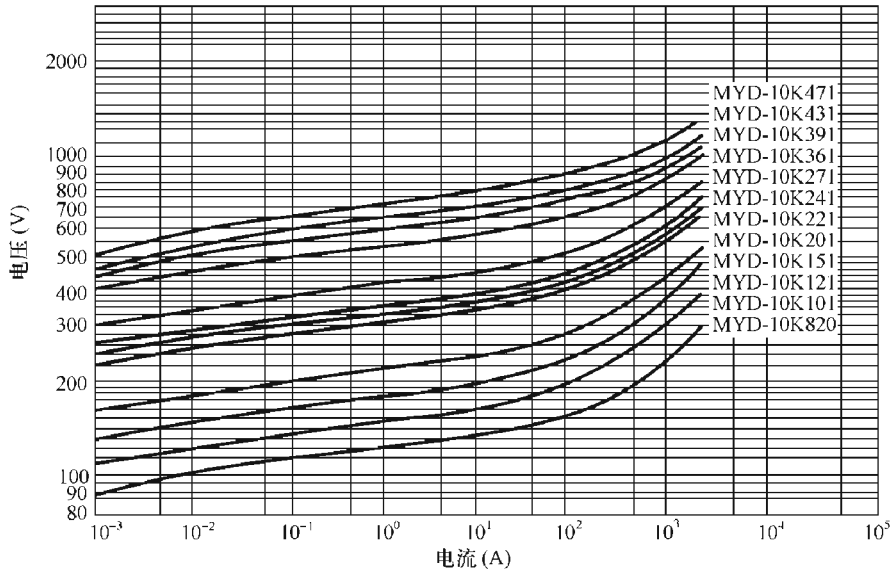


图 9-4 一组压敏电阻的伏安特性

组压敏电阻 (MYD-10K820~MYD-10K471φ10) 实际的伏安特性。

由图 9-4 知, 当流过压敏电阻的电流变化很大时, 其端电压变化并不大, 从这一点讲, 它的特性有点和稳压二极管相仿。

二、压敏电阻对过电压的保护原理

如将压敏电阻与被保护物相并联, 输入过电压源为 V_s , 线路的波阻抗或电源内阻为 Z_s , 如图 9-5 所示, 则压敏电阻 R_v 上的端电压 u_z 可以根据以下两式确定

$$u_z = V_s - iZ_s \quad (9-2)$$

$$i = i_z + i_d$$

i_z 为流过压敏电阻的电流, i_d 为流过被保护物的电流, 在出现过电压时, 流过压敏电阻的电流 i_z 将远大于被保护物的电流 i_d , 则式 (9-2) 可改写为

$$u_z = V_s - i_z Z_s$$

在压敏电阻的伏安特性 $u_z(i_z)$ 上通过作图法可求出 V_z 值。为此, 在图 9-3 中的纵坐标轴上以 V_s 为一点, 作斜率为 $1/Z_s$ 的直线 (或在横坐标轴上取 V_s/Z_s 为另一点), 该直线与压敏电阻的伏安特性曲线相交点即为 V_z 值。实际使用中, 只要使 V_z 值小于被保护物的耐压水平 V_0 , 那么就可以达到保护被保护物的目的。

图 9-6 表示了压敏电阻在过电压 V_s 的作用下, 在被保护物两端上的电压 u_z 的波形。

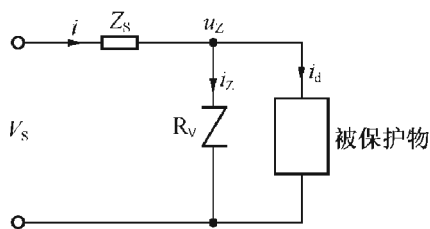


图 9-5 过压保护原理图

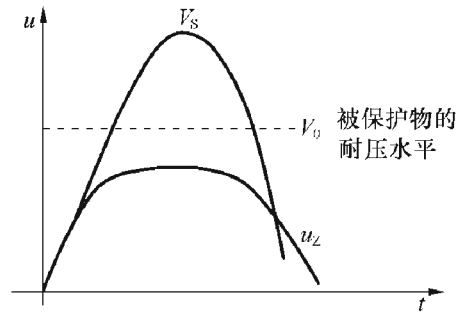


图 9-6 压敏电阻的保护原理

通常用 V_0/V_z 表示保护比，如取比值为 1.25，即表示有 25% 的裕量。

压敏电阻作为保护器件具有一系列的优点：如保护水平高、通流能力大（电流密度可达 $200\text{A}/\text{cm}^2$ ）、吸收能量多（当试验电流为 2ms 方波时，吸收能量可达 330J （焦耳）/ cm^3 ）、响应速度快、无极性、体积小、价格便宜等。因而它被广泛应用于机电、冶金、通信、家电、仪器仪表中，有效地限制过电压尖脉冲的幅度并吸收其脉冲能量，达到使被保护物免受过电压危害的目的。

三、压敏电阻的参数

一般过电压是一个或一系列的脉冲波。试验压敏电阻所用的标准电流冲击波有两种，一种为 $8/20\mu\text{s}$ 波，即通常所说的波头时间为 $8\mu\text{s}$ 、波尾时间为 $20\mu\text{s}$ 的脉冲波，另外一种为 2ms 的方波，如图 9-7 所示。

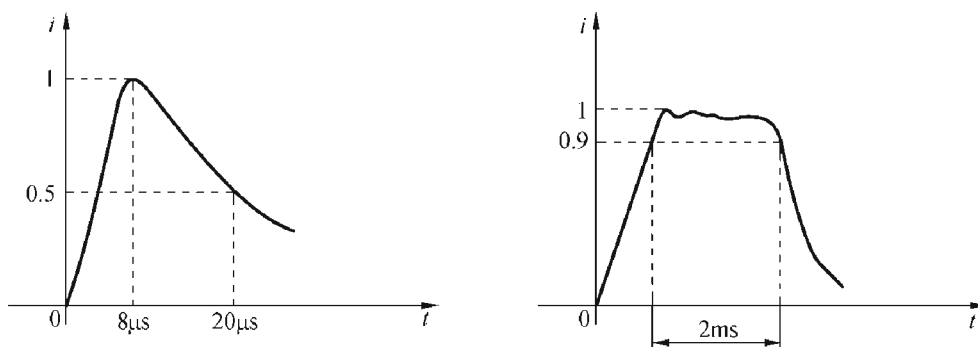


图 9-7 试验压敏电阻所用的冲击电流波形

下面给出表征压敏电阻的若干参数：

1. 压敏电压 (Varistor Voltage) $V_1, V_{1\text{mA}}$

此电压通常用 1mA 电流下压敏电阻的端电压来表示（对直径 $\phi 5$ 规格的压敏电阻，电流定为 0.1mA ）。

例如一般在 220V 电源下，为防止过电压所选用的压敏电阻，其压敏电压为 470V ，考虑其误差为 K 级（ $\pm 10\%$ ），所以压敏电压在 $423\sim 517\text{V}$ 。

2. 最大允许电压 (Max Allowable Voltage) AC_{rms}

此电压分交直流两种情况，如为交流，则指的是该压敏电阻所允许加的交流电压有效值，以 AC_{rms} 表示之。所以在该交流电压有效值作用下应该选用具有该最大允许电压的压敏电阻。

目前西安无线电二厂生产的压敏电阻新型号中表示的就是该压敏电阻所允许加的最大电压 AC_{rms} 值，新老型号关系如下：

老型号	○————○	新型号
MYD 07K 471		MYG 07K 300
压敏电压 $V_{1\text{mA}} = 470\text{V}$ ($423\sim 517$)		最大允许回路电压 300V

实际上 $V_{1\text{mA}}$ 与 AC_{rms} 间彼此是相互关联的，知道了前者也就知道了后者，不过 AC_{rms} 值对使用者更直接。使用者根据电路的工作电压，可以直接按 AC_{rms} 来选取合适的压敏电阻。例如对 220V 电源可使用 MYG07K300 型电阻，并根据镇流器的功率大小选用不同直径

(小于 20W 用 $\phi 7$, 30~40W 用 $\phi 10$) 的压敏电阻。

3. 最大限制电压 (Max Clamping Voltage) V_c

它表示在规定的冲击电流 I_p (电流波形为 8/20 μ s 波) 通过压敏电阻时, 在其两端所产生的电压。此电压又称为残压, 所选用的压敏电阻的残压一定要小于被保护物的耐压水平 V_0 , 否则便达不到可靠的保护目的。

通常规定的冲击电流 I_p 值是较大的, 例如 2.5A 或 10A, 因而压敏电阻所对应的最大限制电压 V_c 值是相当大的, 例如 MYD7K471 其 $V_c = 775V$ ($I_p = 10A$ 时)。在图 9-4 中所表示的就是最大限制电压 V_c 与电流的关系。测试时, 电流为 $10^{-6} \sim 10^{-3}A$ 时用直流, 大电流时用 8/20 μ s 波, 按规定的冲击电流值测试。

4. 能量耐量

压敏电阻所吸收的能量通常按下式计算:

$$W = kIVT \quad (J) \quad (9-3)$$

式中: I ——流过压敏电阻的峰值;

V ——在电流 I 流过压敏电阻时电阻两端的电压;

T ——电流持续时间;

k ——电流 I 的波形系数。

对 2ms 的方波 $k = 1$

8/20 μ s 波 $k = 1.4$

10/1000 μ s 波 $k = 1.4$

压敏电阻对 2ms 方波, 吸收能量可达 330J/cm³; 对 8/20 μ s 波, 电流密度可达 2000A/cm², 这表明它的通流能力及能量耐量都是很大的。

一般来说, 压敏电阻的半径越大, 它的能量耐量越大, 耐冲击电流也大。在选用压敏电阻时, 还应考虑经常遇到能量较小、但出现频率次数较高的过电压, 如几十秒、一两分钟出现一次或多次的过电压, 这时就应考虑压敏电阻所能够吸收的平均功率。

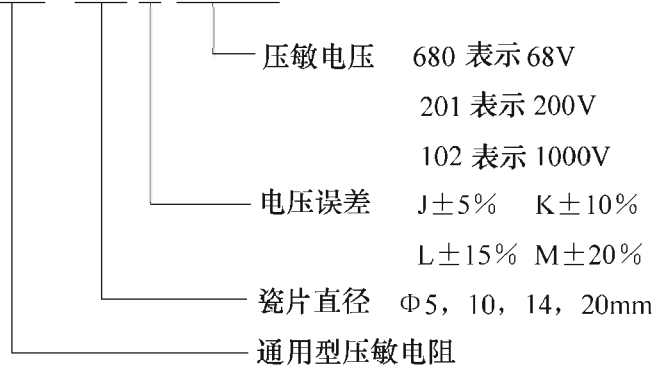
四、压敏电阻的命名方法

表 9-1 给出的是西安无线电二厂的产品分类、命名方法及其应用领域

表 9-1 西安无线电二厂压敏电阻分类法

产品类型	代表名	应用领域	备注
MYD	D	家电、民用、通信、继电器、仪器仪表的保护元件	通用型元件
MYL	L ₁ L ₂	铁路信号、电力电子、冶金、化工设备和其它生产机械的保护元件	功率大、通流能力强
MYT	T	铁路信号、电力电子、冶金、化工、雷达、通信、交通设备等的保护元件	功率较大, 可带劣化指示和报警
MYZ	Z	气流纺纱机、电子仪器及家电等设备的保护元件	安全、使用方便

过去的命名方式为 MYD-□□×□□□Z



MYD 的新型号改为 MYG2 或 MYG3，其表示方法与上述基本相同，只是最后三位不表示压敏电压，而改为最大允许电压。

MYG2 普通型，最大允许电压小于 50V；

MYG3 普通型，最大允许电压大于或等于 50V。

五、压敏电阻在电子镇流器中的应用

压敏电阻的可靠工作与正确选择其压敏电压有关，这一方面取决于电源电压的大小与性质，另一方面取决于被保护物的耐压水平，一般可以根据下式计算

$$V_{1mA} = \frac{\alpha V}{(1-b)(1-c)} \quad (9-4)$$

式中： V_{1mA} ——压敏电压；

α ——电源电压脉冲系数，大于 1；

b ——压敏电阻长期存放后，压敏电压允许下降的极限值，可取 10%；

c ——压敏电压的生产偏差，可取 10%。

也可用下式来选择：

$$\frac{V}{V_{1mA}} = 50\% \sim 75\% \quad (9-5)$$

比值 $\frac{V}{V_{1mA}}$ 称为压敏电阻的荷电率。如果电源电压较低而被保护物的耐压水平很高，只限制电压低于耐压水平以下，则压敏电压可选得高一些，即荷电率稍低一些，这样既不影响保护，又可延长压敏电阻的寿命。

一般在 220V 电源下选用压敏电压 $V_{1mA} = 470V$ 的压敏电阻，其荷电率为 0.66，110V 电源下选用压敏电压 $V_{1mA} = 270V$ 的压敏电阻。

第三节 电子镇流器的异常保护

电子镇流器与荧光灯管（如 T5、T8 直管或其它形状的荧光灯管）配套使用。如果在使用过程中，由于荧光灯管的提前失效（灯丝断或无法启动），或荧光灯管安装时接触不良，或从插座中脱落，都不允许镇流器因此而损坏。一般自镇流节能灯的平均寿命为

5000~6000h 至 8000~10000h，但国际上对镇流器的寿命要求很高，通常要达到 4 万小时以上，因此，作为独立安装、灯管可更换的镇流器必须具备异常保护功能。在异常状态出现后，镇流器不能损坏，而在更换新灯管，或消除异常状态后，镇流器仍能继续正常使用。

一、异常状态

在 GB/T15143-94《管形荧光灯用交流电子镇流器一般要求和安全要求》这一标准中，将异常状态归结为以下几种情况：

- ① 一个灯或几个灯中的一个没有接入；
- ② 灯因一个阴极损坏而不能启动；
- ③ 虽然阴极电路是完整的，但灯不能激活（即不能启动）；
- ④ 灯工作，但阴极中的一个去激活或出现整流效应；
- ⑤ 启动器开关短路。

显然，异常状态主要是指出现灯从插座上脱落、灯管漏气、灯丝熔断或阴极去激活等情况，也就是说作为镇流器负载的荧光灯及其附属电路出现了异常状态。在出现这些异常情况时，应避免镇流器的电路损坏，而在消除这些异常状态后，镇流器仍能正常工作。

二、异常状态保护电路

目前广为流行的做法是检取在异常状态下出现较大的电压或电流，利用它来设法使半桥逆变电路停止工作，同时还应使镇流器的触发启动电路不再工作，避免半桥逆变电路再次被触发，始终处于保护、触发、又保护的不良循环中。

图 9-8 是一种常用的异常保护电路。

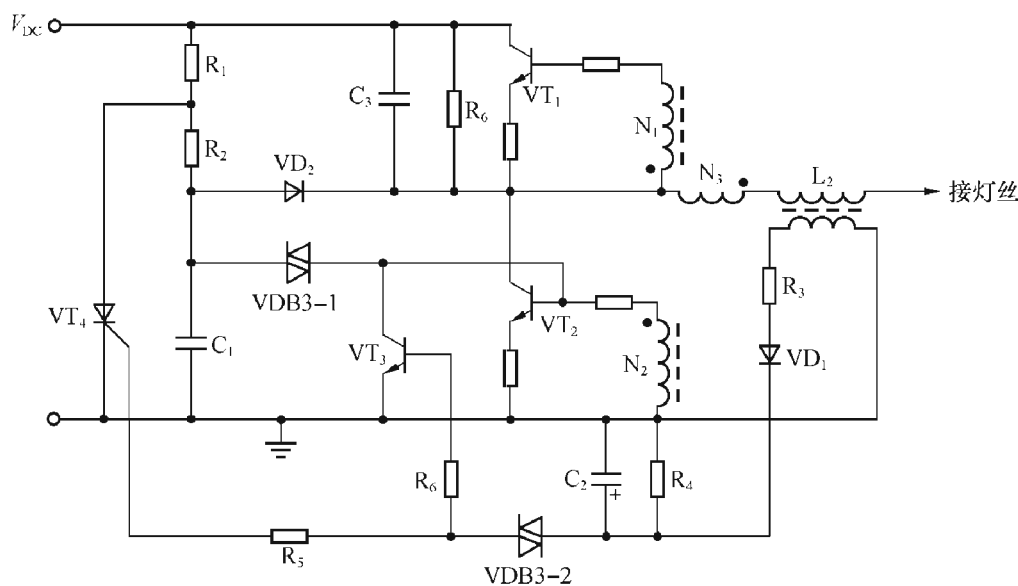


图 9-8 异常状态保护电路之一

当有异常状态时，在电感 L_2 的次级绕组产生较高的电压，经 VD_1 、 R_3 、 C_2 整流，在 C_2 上得到较大的直流电压，将 $VDB3-2$ 击穿，使 VT_3 导通、可控硅 VT_4 也导通，由于 VT_3 导通， VT_2 基极被短路，半桥逆变电路不能工作，同时，由于 VT_4 导通， C_1 得不到电荷，不

可能将半桥逆变电路再次触发。

而在正常状态下，设置副绕组在电容 C_2 上产生的电压仅有 $20\sim 25\text{V}$ （或更低一些），它不足以使 VDB3 导通，因此 VT_3 、 VT_4 得不到足够的基极电流及触发电流，处于截止及关断状态，这时异常状态保护电路不起作用。而一旦出现异常状态，VDB3-2 导通，它就能使半桥逆变电路停止工作，并且不会被再次触发。

调试此电路时，应选择电感 L_2 的次级圈数及 R_3 、 R_4 比值，使正常工作时 C_2 上电压为 $20\sim 25\text{V}$ 或更低一些。此电压过高，则在开始接通电源时，电路可能被保护而无法启动。加大 R_3 、 C_2 值，给 C_2 比较长的充电时间，可以让灯正常启动。但如此时间常数太大，又可能使保护电路动作太迟缓，在出现异常状态时，电路未能及时起到保护作用，半桥逆变电路中两个开关管已经损坏了。

R_1 的数值不能太大，以使可控硅有足够的维持电流，一般此电流为 $1\sim 2\text{mA}$ 。三极管 VT_3 的输出电阻要足够小，由截止到导通的速度要足够快，对此三极管的选用不能掉以轻心。

这个电路有一个缺点，就是在触发管 VDB3-2 导通时，未能保证 VT_3 、 VT_4 都导通，为此可采用图 9-9 所示电路，由可控硅 VT_4 给 VT_3 以基极电流， VT_3 饱和，将 VT_2 基极短路，达到使电路停止工作的目的。

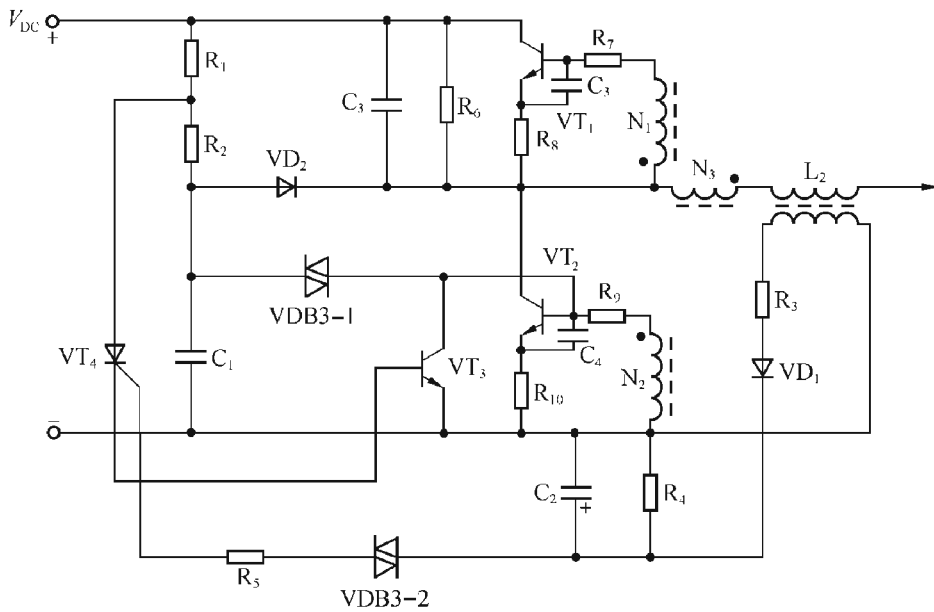


图 9-9 异常状态保护电路之二

图 9-10 是第三种异常状态保护电路，它在可控硅导通后，将整流后在 C_2 所得到的负电压加到 VT_2 的基极，也能达到使 VT_1 、 VT_2 停振的目的。

图 9-10 所示电路有一个缺点，就是在灯管处于异常状态时，一旦开通电源而保护电路来不及动作，会出现 VT_1 、 VT_2 共态导通而同时烧毁的情况。这是因为在接通电源后，由于磁环变压器所产生的强烈正反馈使一管进入深饱和，当它还未退出饱和或导通状态时，另一管已经进入导通状态，这种共态导通立即使管子烧毁，在镇流器中会经常遇到这种情况。

因此，在设计半桥逆变电路时，一定要保证它具有承受一段时间的异常状态的能力，以便让保护电路有充分的时间在电容 C_2 上充电到一定的电压，使保护电路起作用。一般保护

电路的动作时间需要几毫秒到几百毫秒，而共态导通的动作时间却是微秒至毫秒级。

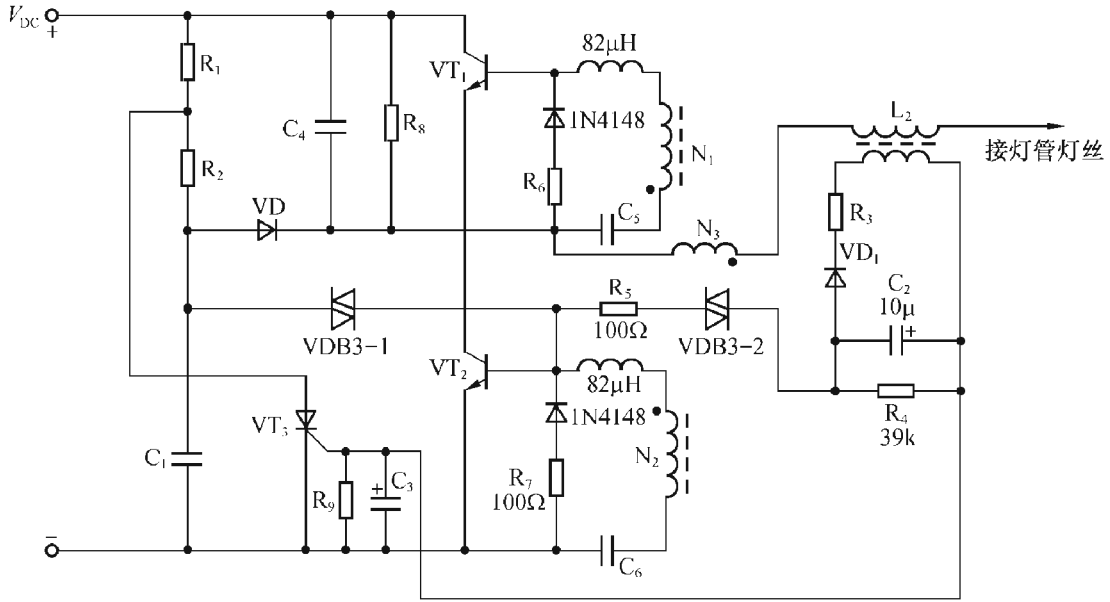


图 9-10 异常状态保护电路之三

为了增加半桥电路承受异常状态的能力，可在 VT_1 、 VT_2 的发射极串接 $0.5 \sim 1\Omega$ 的电阻，它的负反馈作用能抑制在异常状态下出现的大功率。例如对于 $105W$ 的电子镇流器，在做异常状态功能检测时，不加发射极电阻时，输入功率可能达到 $160 \sim 200W$ 或更高，而加发射极电阻时，输入功率可能下降到只有几十瓦左右。

为了防止 VT_1 、 VT_2 的共态导通，可在两管的基射极间接 $47nF/63V \sim 100nF/63V$ 的电容，它能防止两管的基射极间的电位突然变化，达到阻止共态导通的目的。一般此电容接在基射极间要比接在基极与发射极电阻间的作用要强一些。

异常状态的取样电压可以不从电感的副绕组取出，而直接从电感引出，经电容降压、二极管整流、电解电容滤波，如图 9-11 所示。

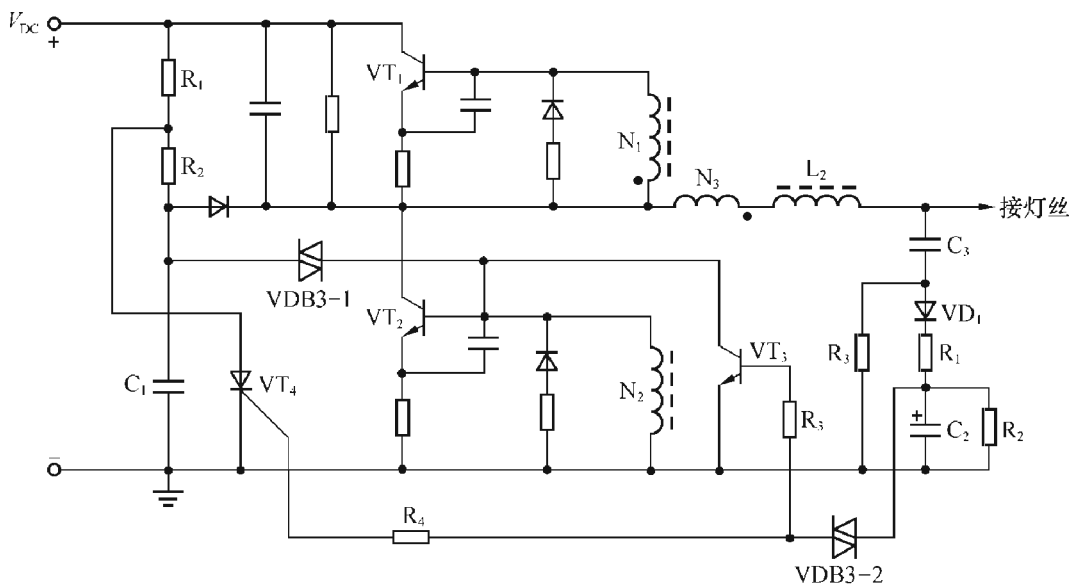


图 9-11 异常状态保护电路之四

由 C_3 、 R_3 分压取样异常状态电压，经 VD_1 、 R_1 给 C_2 充电，当此电压足够高时， $VDB3-$

2 击穿，使 VT_3 、 VT_4 导通，达到保护目的。

改变（加大） R_1 、 C_2 值，给 C_2 以适当延时，可以保证灯在初始启动时不被保护，而在有异常状态时，能对半桥逆变电路的开关管起保护作用，但此时间常数太大，会使保护电路动作不灵敏，异常状态出现时，延迟较长时间才动作，达不到保护开关管的目的。最后，再一次强调：在异常状态保护电路中，相关元件的时间常数的合理选择是十分关键的，必须认真对待，多次试验，在批量生产中取得满意效果后，方能最后加以确定。

三、采用可恢复的过流保护元件——聚合物开关 Polyswitch

这种元件是由特殊处理过的聚合树脂及导体组成，在正常状态下高分子聚合树脂呈现晶状结构，导电物质构成导电通路（如图 9-12 (a)），聚合树脂将导体紧密地束缚在结晶状结构内，构成一个低阻值的链键。由于其阻值很低，可以视为短路。而一旦出现异常状态，有一个很大的电流通过它时，在导体中所产生的热量使聚合树脂由结晶状变为胶状，造成被束缚的导体分离（图 9-12 (b)），致使其阻抗迅速增加，从而限制了异常电流的大小。这种材料还可用作可恢复性的开关，它和第四章所提到的可恢复式保险丝应当是属于同一类的材料。



图 9-12 Polyswitch 工作原理

聚合物开关 Polyswitch 与灯丝串联接如图 9-13 所示，图中 BBR350、TR250-180V 为其型号，PTC 为通常的热敏电阻，做预热启动用。

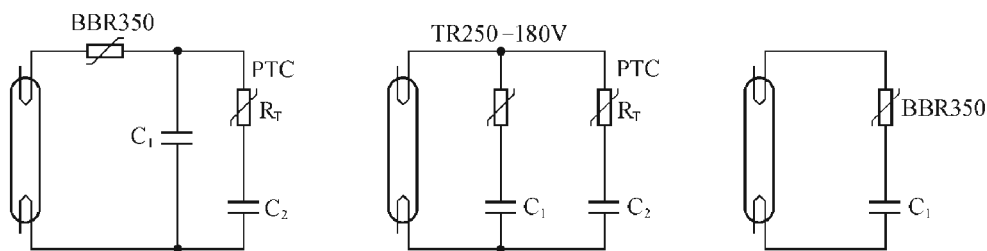


图 9-13 用聚合物开关作过流保护元件的保护电路

当发生异常时，电流过大，Polyswitch 立即变为高阻抗使电路停振，从而起到阻断故障电流、保护镇流器的目的，而故障排除后，它又恢复到低阻状态，电路再次正常工作。

这种器件受工作温度的影响很大，在夏天调试正常的电路，到冬天时可能达不到保护的目。在敞开的条件下调试的电路放在机壳内，因散热条件不同，也可能提早保护。选择元件的尺寸、电流的额定值时，也要考虑温度因素的影响。不同温度或不同地区工作时，很难保证其工作十分可靠。

对于灯丝断或灯管从插管脱落这类故障，在用磁环变压器作为反馈回路的半桥逆变电路中，由于灯管脱落或灯丝熔断，将不再构成闭合的反馈环路，电路停振，因而不会有振荡输出（灯丝四端并接两个启动电容的情况除外）。

但是在用集成电路驱动的镇流器中，半桥逆变电路是由自激振荡器的信号驱动，所以这类集成电路均有检测灯丝熔断的保护电路。例如 KA7540/KA7541，其第 4 脚为 LDET，用来检测灯管是否接入，如无灯管接入，或灯丝熔断，则 LDET 脚的电压低于 2V，禁止集成电路的栅极驱动有输出（6、7 脚无输出），这样，半桥逆变电路的两只功率开关管 VT₁、VT₂ 均被关断，电路停止工作，达到保护开关管的目的。

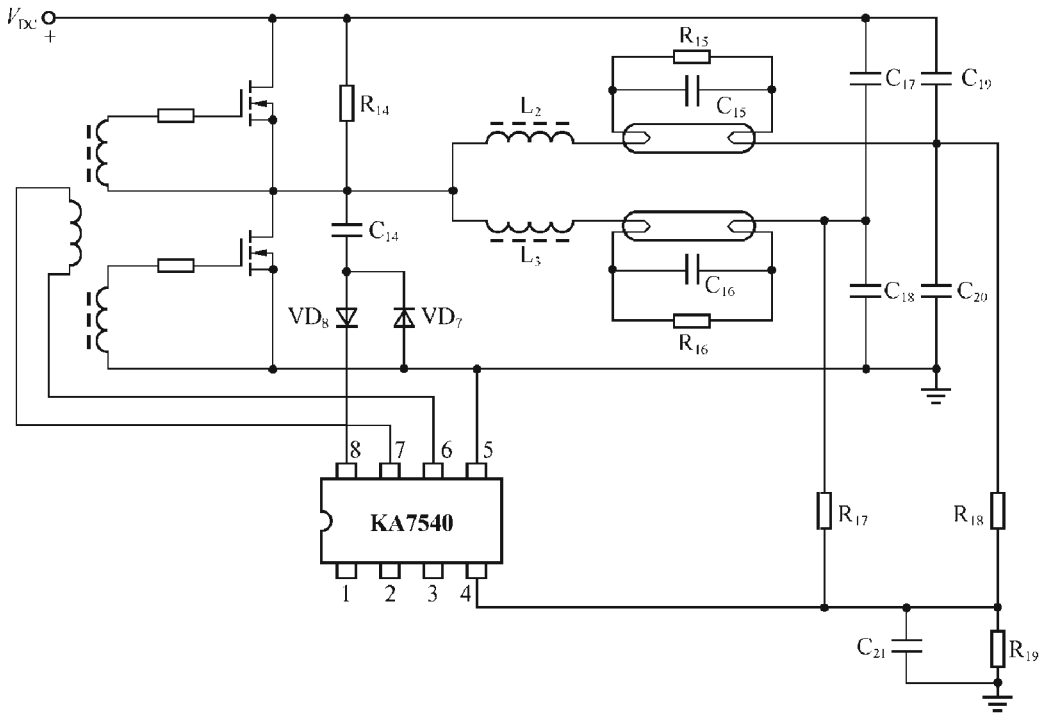


图 9-14 无灯管接入保护电路

当 2 个管子接入，由图知：

$$V_4 = V_{DC} \times \frac{R_{19}}{R_{14} + \frac{R_{18} + R_{15}}{2} + R_{19}}$$

如 $V_{DC} = 400V, R_{14} = 180k\Omega, R_{15} = R_{16} = 330k\Omega$

$R_{17} = R_{18} = 680k\Omega, R_{19} = 8.2k\Omega$

则 $V_4 = 4.7V$

当 1 个管子接入，

$$V_4 = V_{DC} \times \frac{R_{19}}{R_{14} + R_{15} + R_{19} + R_{18}} = 2.7V (> 2V)$$

当灯管脱落，

则 $V_4 = 0$

当灯管脱落或灯丝断时，则 $V_4 = 0$ ，集成电路内部将控制其 6、7 输出低电平，开关管 VT₁、VT₂ 不工作。

有的集成电路还有检测灯管是否已经启辉功能，如发现灯尚未启辉，则系统会重复四次预热、变频、启辉程序，如仍未能将灯管启辉，则系统使集成电路完全停止工作，以免镇流器损坏。后面将要介绍的 MC33157 就有这种功能，其电路如图 9-15 所示。

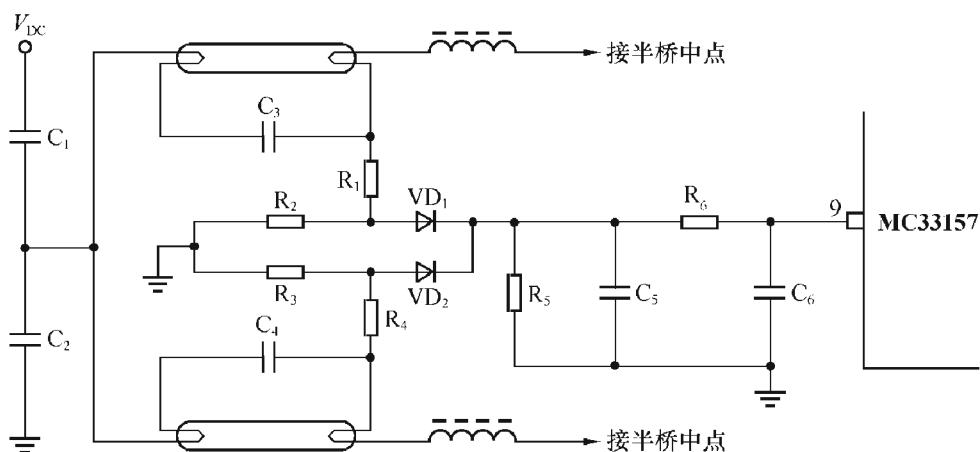


图 9-15 检测灯管是否启辉电路

在灯点亮启辉前，灯电压上升（9 脚检测到的电压超过 4.5V），此时如灯启辉，则灯的管压降下降，9 脚电压亦下降。如下降到 3.75V 以下，则认为灯已启辉，电路进入正常稳定工作模式。如 9 脚电压未到 3.75V 以下，将重复预热启辉四次，如仍未启辉，则 MC33157 停止对开关管输出驱动信号，电路不工作。

当然也可设置元件参数使得只有一个灯启辉点亮，这时集成电路可以正常工作。为了防止噪声或其它信号干扰系统的正常工作，在 MC33157 的 9 脚与检测电压网络之间还加有 RC 滤波网络。

第十章 电子镇流器控制器集成电路

本章着重介绍一些世界各国电子公司所生产的电子镇流器控制集成电路，它们的功能强而外接元器件数量不多，能直接驱动 MOS 功率开关管，有很多保护功能，这为组装高性能的电子镇流器和智能化的照明系统，提供了极大的方便。

第一节 概 述

在第三章介绍电子镇流器基本线路——半桥逆变电路时，曾提到作为半桥逆变电路核心的两只三极管，既是功率开关器件，又是电路自激振荡元件。我们在调整电路工作时，不论是改变磁环变压器的磁环尺寸、匝数或磁性材料，还是改变反馈回路中任何一个元件，都会牵一发而动全身，影响整个电路的工作状态、性能参数，甚至影响它的整体可靠性。例如我们为了使工作频率能在 40kHz 以上，可能要改变磁环匝数，这就会影响到电路的输出功率、三极管的功耗等。在这种情况下，电路的调整、设计会带来许多麻烦或困难。如果还要增加其它一些功能，如灯管的预热启动、异常状态的保护等，将会使电路变得十分复杂，而且电路的设计、元件参数的选择和电路的调试等也是很方便的。

20 世纪 90 年代以后，随着绿色照明产业的蓬勃发展，世界上许多国家的大电子公司先后推出了各种性能和用途的电子镇流器专用集成电路。采用这类器件，不仅可以节省大量的外接元件，使电子镇流器电路的设计大为简化，而且由于其功能强、性能优越、使用灵活方便、具有很高的性能/价格比，这就为电子镇流器的设计工作人员在优化电路设计上带来极大的方便。电子镇流器的性能优劣，在很大程度上和控制芯片的性能好坏、功能多寡，以及电路设计工作者能否正确使用这类器件并充分发挥它们的性能有很大关系。

一般电子镇流器控制器集成电路包括两部分功能：功率因数校正和镇流器输出控制，可以在一块集成电路上兼有两种控制功能，也可以采用两块集成电路，一块为功率因数校正控制器集成电路，这种集成电路已在第七章中介绍过，另一块为镇流器输出控制器集成电路，它是本章主要介绍的内容，当然本章也会有选择地介绍兼有两种功能的集成电路。

作为镇流器控制器集成电路，一般应包括以下的一些功能：

① 产生自激振荡，一般为 RC 压控振荡器，通过改变外接 RC 元件参数可以很容易地改变镇流器的工作频率。

② 提供给半桥逆变电路的高端及低端功率 MOS 管的驱动信号，信号幅度在集成电路内部被限幅，而其输出电流能力（拉电流及灌电流）很强，能适应 1nF 电容负载的要求，上

升下降时间仅为数十纳秒，两路驱动信号之间有一定的死区时间，以防上下两功率管同时导通而烧毁。

③ 具有预热启动功能，而且启动程序如预热频率、预热电流、预热时间可根据设计者的意愿加以调整。一般预热启动采用三段频率控制方法：在集成电路启动之初，频率很高，使加到灯管两端的电压很低，防止灯管因硬开关而受到损伤；之后，降低频率给灯丝一定的预热电流，经过一定时间预热后，集成电路频率再一次降低，并在灯管两端产生一个高频电压，将灯管启辉点亮。

这种预热不需采用有功耗的元件（如 PTC 热敏电阻），预热效果也很好，可使灯管寿命提高 50% 左右。

④ 有很强的保护功能：如过热保护、灯管脱落或损坏保护、过压保护、欠电压（如线电压过低）关断等。

⑤ 有再启动功能：如荧光灯管启动失败，或灯管从插座上脱落，或接触不良，在延时三倍于启动时间之后，将灯重新启动。而在连续几次启动失败以后，能自动关断驱动输出，不再重新启动。

⑥ 集成电路启动电流小，或称微功率启动。其所需的低压电源，在启动后由半桥中点输出的方波电压经整流后提供，不需用直流高压降压来产生，从而可以减小功耗和发热。

第二节 全集成的镇流器控制器 IR 2157、IR 2159

本节先介绍由国际整流器公司（IR 公司）推出的 IR2157 集成电路。IR 公司早期推出的 IR 2153 系列产品是一种较简单而通用的产品，仅具有自激振荡及驱动两个半桥功率 MOS 管的功能，需要增加外部线路，才能达到预热启动的目的。此外，它也没有异常状态下保护的功能。

IR 2157 是一种全集成化的高压（600V）镇流器控制器集成电路，能够驱动所有类型的快速启动的荧光灯管。

一、IR 2157 的结构框图及主要特征

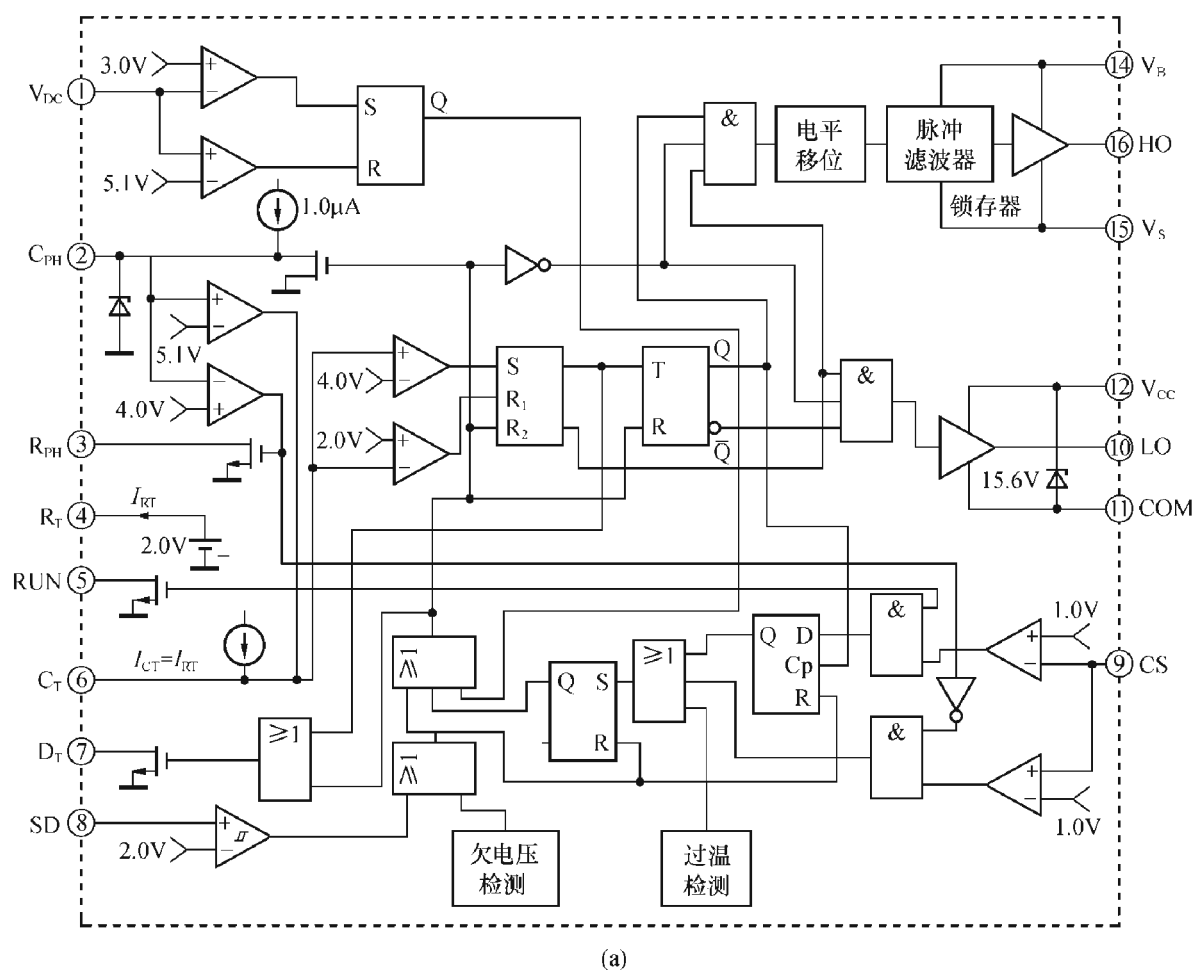
图 10-1 (a) 是它的结构框图，10-1 (b) 是它的封装外形图。

1. 电路的引脚符号及功能（见表 10-1）

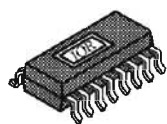
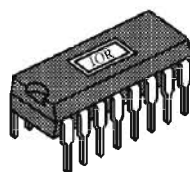
表 10-1 IR2157 引脚符号及功能

引脚序号	符 号	功 能 说 明
①	V _{DC}	直流总线电压检测输入端
②	C _{PH}	接预热定时电容 C _{PH}
③	R _{PH}	接预热频率电阻及启辉电容
④	R _T	接振荡器定时电阻
⑤	RUN	接运行频率电阻
⑥	C _T	接振荡器定时电容
⑦	D _T	设定死区时间
⑧	SD	关断输入端

引脚序号	符号	功能说明
⑨	CS	电流检测输入端
⑩	LO	低端栅极驱动器输出端
⑪	COM	集成电路的功率地及信号地
⑫	V _{CC}	逻辑电源及低端栅极驱动器输出电源
⑬	N/C	未用
⑭	V _B	高压栅极驱动器浮动电源
⑮	V _S	高压浮动回归端
⑯	HO	高端栅极驱动器输出端



(a)

16脚平面封装
SOIC16脚双列直插
DIP

(b)

图 10-1 IR2157 结构图及外形图

2. 电路的特点

这种集成电路在灯管预热方式上可设定预热时间及频率，当预热一定时间后，可设定频

率的下降速率，以扫频方式接近谐振电路的串联谐振频率，在灯管两端产生高压，将其启辉点亮。镇流器的运行频率也可由镇流器设计者设定，使设计十分灵活方便。此外，它还具有丰富的保护功能，如灯启动失效、灯丝断（有灯丝检测电路判断灯丝是否断，灯管是否插入插座）、直流总线电压过低、集成电路管芯过热或正常运行期间灯管失效等。它不仅具有保护功能，并且有自动再启动功能。

控制器集成电路的心脏是由外部设定死区时间的变频振荡器，经 T 触发器 2 : 1 分频后，占空比为 50%。

V_{CC} 低压电源内部用齐纳二极管钳位为 15.6V，电路启动时所需的电流仅为 $150\mu A$ ，是真正的微功率启动。

所有的引脚均加 ESD 二极管保护。

二、IR 2157 的功能说明及电路的工作原理

1. 集成电路的振荡器部分及集成电路在各控制时序的工作频率

RC 振荡器是控制器的核心，它和目前广为流行的脉宽调制稳压集成电路中的振荡器十分相似。它的最简单形式是含有一个定时电阻 R_T 及定时电容 C_T 。接于 C_T 脚的电容上的电压为锯齿波，其上升部分时间由流过 R_T 脚的电流 I_{RT} 决定，而其下降部分时间，则由外接的死区时间电阻 R_{DT} 决定， R_T 脚的电流是一个由电压控制的恒流源，电压为 2.0V，电流 I_{RT} 为 $50\sim 500\mu A$ ，图 10-2 给出了振荡器电容 C_T 上的电压波形和栅极驱动器的波形。

图中死区时间 T_D 可由电阻 R_{DT} 确定，给定电容 C_T 后，由图 10-3 曲线可求出死区时间。

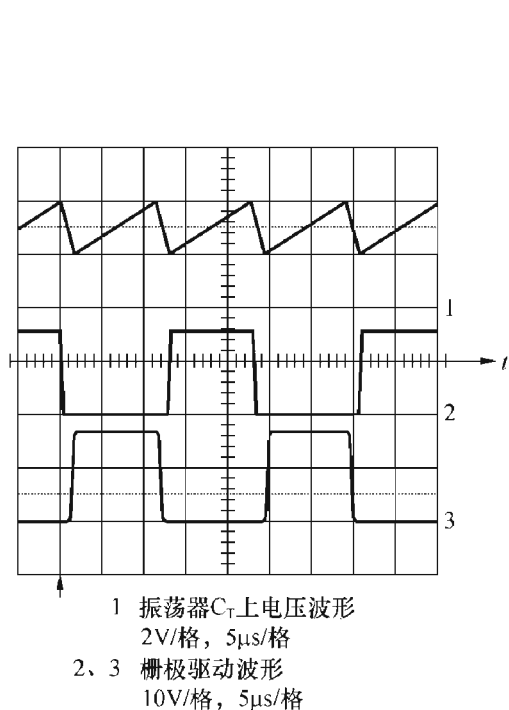


图 10-2 振荡器波形及栅极驱动器波形

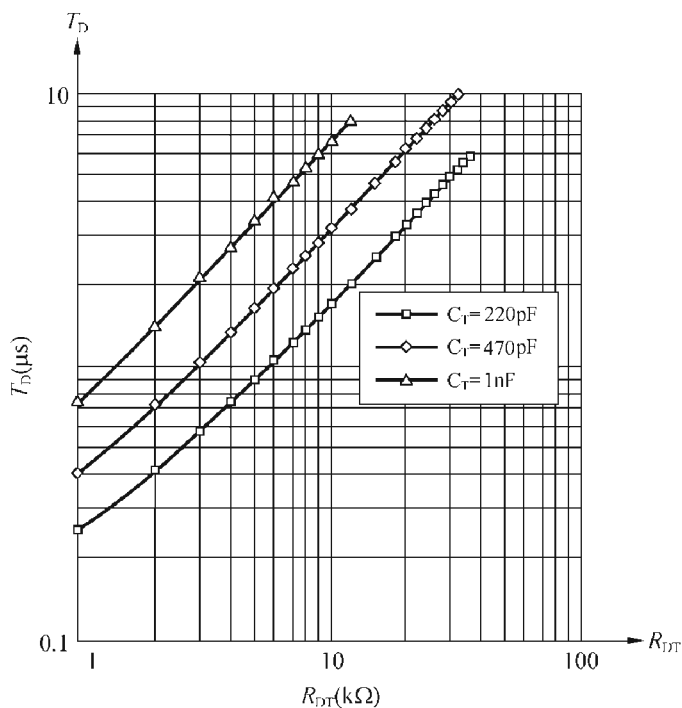


图 10-3 死区时间 T_D 与 R_{DT} 之关系

IR 2157 按以下的控制序列工作：首先，以最高的频率 f_s 开始振荡，接着进入预热模式以较高频率 f_{PH} 将灯管灯丝加热，其预热频率及预热时间均可由外接元件设定。在预热时间过去后，进入启辉模式，频率以某种速率降低，在灯管两端产生高频谐振电压，将灯管启辉

点亮，最后进入正常运行模式，在各个阶段的频率变化情况如图 10-4 所示。

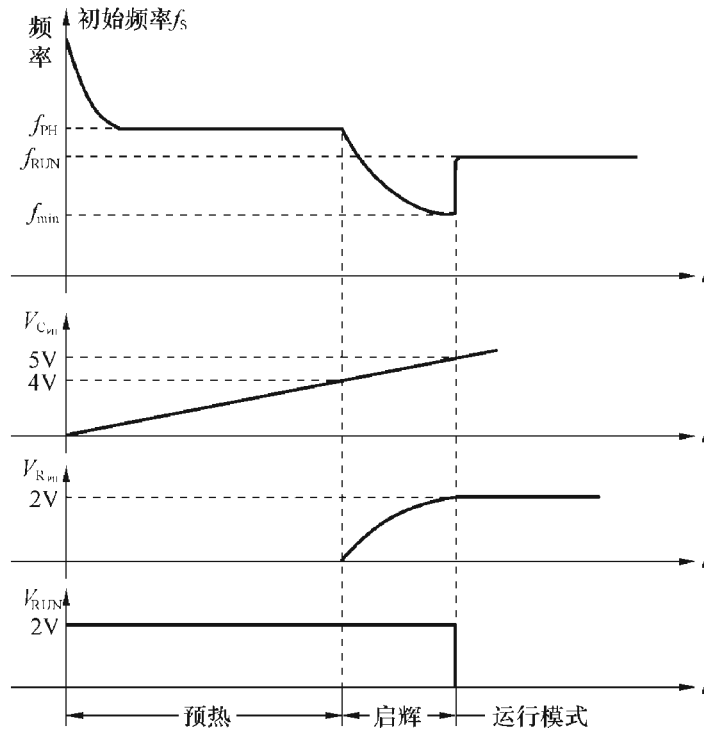


图 10-4 IR 2157 控制序列中频率变化规律

IR 2157 有 6 只引脚可以用来对上述启动、预热、启辉、运行模式进行控制，这就为镇流器设计工作者在针对各类灯管如何优化设计提供灵活而方便的手段。

为了说明上述控制序列是如何工作的，不妨参照一下图 10-5 所示电路。

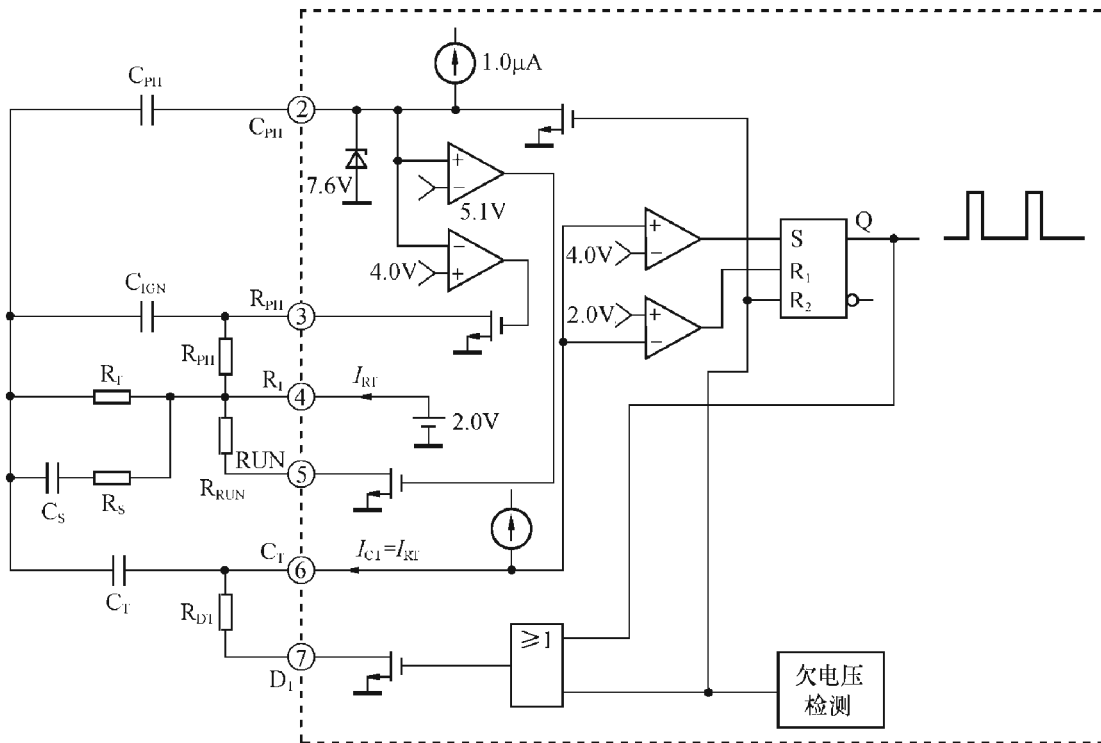


图 10-5 确定 IR2157 控制序列的外接元件及电路

开始时, C_{PH} (②) 脚电压很低, 因此, 接到 R_{PH} (③) 脚的漏极开路场效应管导通 (见图 10-5), 使 R_{PH} 脚接地。与此同时, 接于 RUN (⑤) 脚的漏极开路场效应管截止, R_{RUN} 电阻开路。这样, 在启动模式下, 振荡频率由接于 R_T (④) 脚的电阻 R_{PH} 、 R_T 及 R_S - C_S 支路的并联值 (它决定 C_T 的充电电流) 以及接于 C_T (⑥) 脚的电容 C_T 及电阻 R_{DT} 决定。

由于 R_{PH} 、 R_T 、 R_S 并联后阻值变小, 由稳定电压 2.0V 可提供较大的电流对 C_T 充电, 所以这时频率 f_s 很高, 它保证在开始几周内灯管两端电压很低, 不会达到灯管启辉电压。随着 C_S 很快充电到 V_{RT} (2.0V), R_S - C_S 支路开路, 所以振荡器频率很快由 f_s 按指数规律下降到预热频率 f_{PH} 。在预热模式下, 工作频率 f_{PH} 由 R_{PH} 、 R_T 并联阻值及 C_T 、 R_{DT} 值决定。此频率连同预热时间都应选取为合适值, 以保证灯丝得到恰当的预热。通常预热后灯丝的热阻与其冷阻之比约为 4.5~5:1, 这样灯丝得到足够充分的预热, 灯管的寿命会延长一些。

预热时间 t_{PH} 由预热电容 C_{PH} 值、内部 $1\mu A$ 的电流源、以及 C_{PH} (②) 脚的内部比较器的阈值 (4.0V) 来决定, 当 C_{PH} 充电到 4.0V 时, 预热结束。

因为

$$\begin{aligned} V_{CPH} &= \frac{1}{C_{PH}} \int_0^{t_{PH}} 1 \times 10^{-6} dt \\ &= \frac{1}{C_{PH}} \times 10^{-6} \times t_{PH} = 4(V) \end{aligned} \quad (10-1)$$

得

$$\begin{aligned} t_{PH} &= 4 \times 10^6 C_{PH} (s) \\ C_{PH} &= 250 \times 10^{-9} t_{PH} (F) \end{aligned} \quad (10-2)$$

当 $V_{CPH} = 4.0V$ 时, 预热结束, 进入启辉点亮灯管模式, 此时 R_{PH} (③) 脚内部所接的漏极开路场效应管截止, 使 R_{PH} (③) 脚不再接地, 它所接的电容 C_{ign} 将按指数规律充电到 R_T 脚电位 (2.0V), 最终使 R_{PH} 开路。因此预热结束后, 工作频率 f_{ign} 将按指数规律下降到某一数值, 频率下降速率是时间常数 R_{PH} 、 C_{ign} 的函数。当 V_{CPH} 上升到 5.1V, 即 C_{PH} 脚所接的另一比较器的阈值电压时, 启辉点亮模式结束。这个模式持续的时间约为预热时间的 $\frac{1}{4}$ 左右, 以后便进入运行模式。

当 C_{PH} 脚电位达到 5.1V 时, RUN 脚 (⑤) 所接的漏极开路的场效应管导通接地, 外接的电阻 R_{RUN} 也接地, 与电阻 R_T 并联, 因此运行模式的工作频率 f_{RUN} 要比启辉点亮模式的工作频率 f_{ign} 要高。由此可见, 集成电路的频率是按以下的顺序

$$f_s > f_{PH} > f_{RUN} > f_{ign}$$

工作的, 如果将 RUN 脚开路, 则 IR 2157 的频率将按

$$f_s > f_{PH} > f_{ign} > f_{RUN}$$

顺序工作。图 10-6 (a)、10-6 (b) 是工作频率 f 对 R_T 脚外接的有效电阻 (该电阻决定 C_T 充电电流) 的依赖关系曲线。

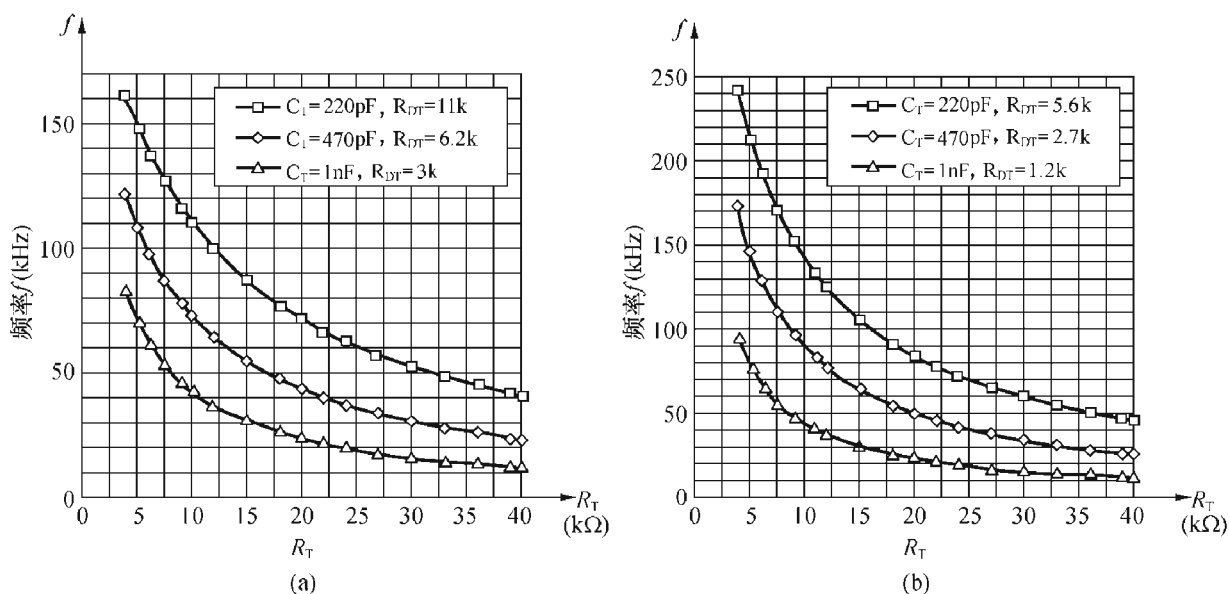


图 10-6 工作频率 f 对 R_T 脚有效电阻的依赖关系

图 10-7 是灯丝电压在预热、启辉及运行模式中的波形。

2. 集成电路各保护引脚功能及自动再启动线路的工作

IR 2157 用于保护的引脚有三个，即 V_{DC} (①) 脚，它用于监控直流总线电压；SD (⑧) 脚，它用于检测灯管有无，有故障时为非锁定关断；CS (⑨) 脚，它用于检测半桥的电流，有故障时，故障锁存器置 1，为锁定关断。

为了说明它的工作，可以参阅图 10-8 所示电路。

(1) 直流总线电压之监测及自动再启动

第一个用于保护的引脚是 V_{DC} (①) 脚，通过外接的电阻分压器及内部有回差电压的比较器来检测直流总线电压（即交流电源经整流后所得到的单向脉动电压）。

当加上电源启动集成电路工作时，为使集成电路内部振荡器开始振荡，必须满足以下三个条件：

- V_{CC} 脚电压应超过欠电压封锁的上升阈值 11.5V；
- V_{DC} 脚电压必须超过 5.1V；
- SD 脚电压必须在 1.85V 以下。

如果在正常运行期间，直流总线电压变低，或者送到镇流器的电源被关断，则直流总线电压会在集成电路的 V_{CC} 电压之前先下降（假定 V_{CC} 是由半桥输出的充电泵取得的）。这时， V_{DC} 脚检测到电压下降，将振荡器关断，以保护功率 MOS 管免受硬开关（Hard Switching）的作用而损坏。

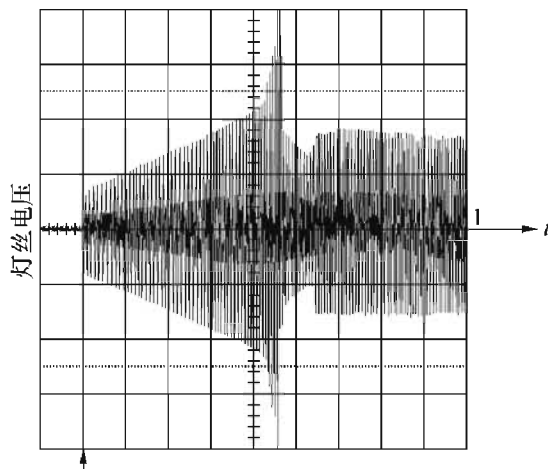


图 10-7 在启动过程中的灯丝电压波形

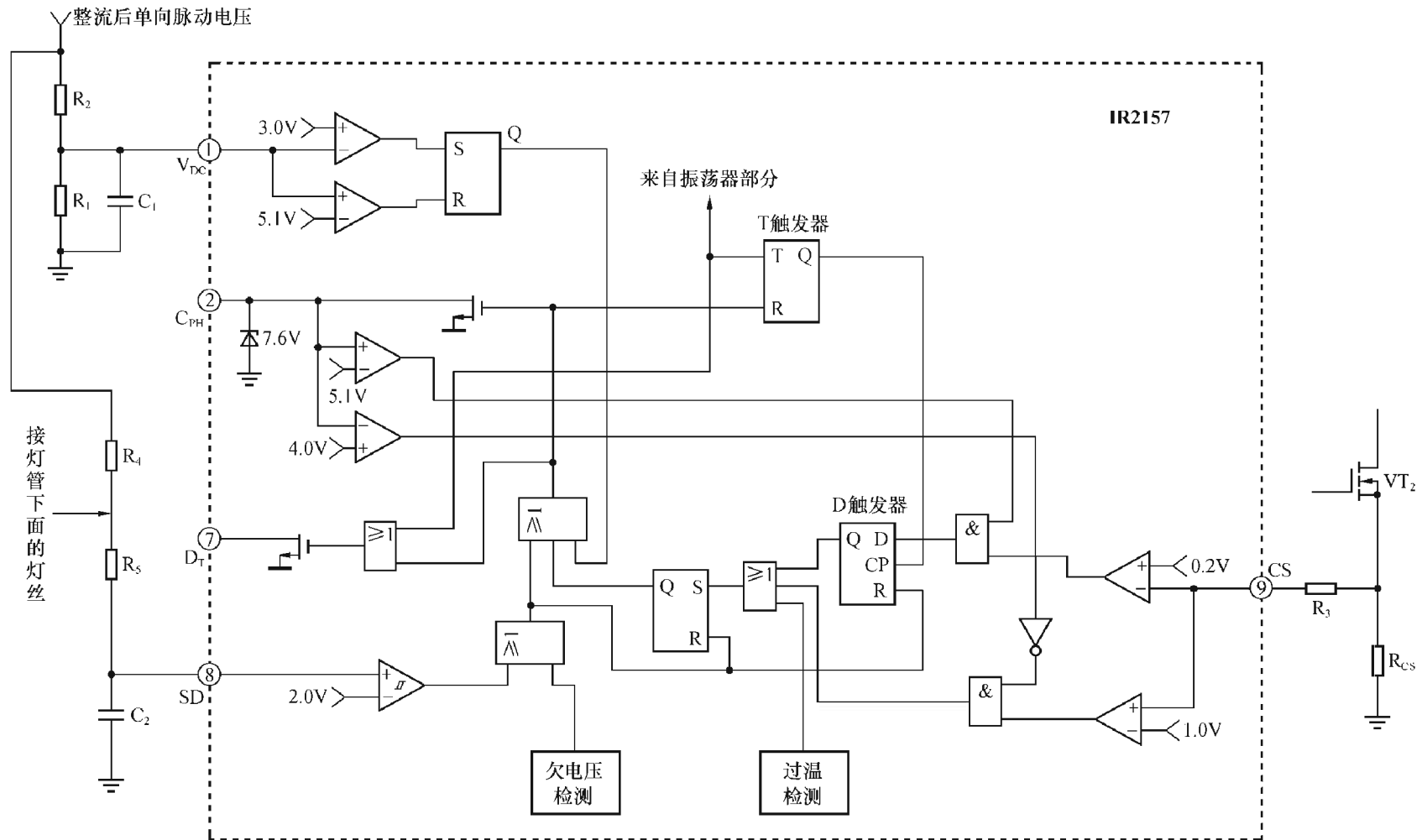


图 10-8 灯管保护及自动再启动线路

检测直流总线电压所用的内部比较器有 2V 左右的回差（上升阈值为 5V，下降阈值为 3V），以免负载变化时引起直流总线电压波动而产生误动作。当直流总线电压由低恢复为高时，集成电路由其控制序列控制将重新启动，其过程如图 10-9 所示。

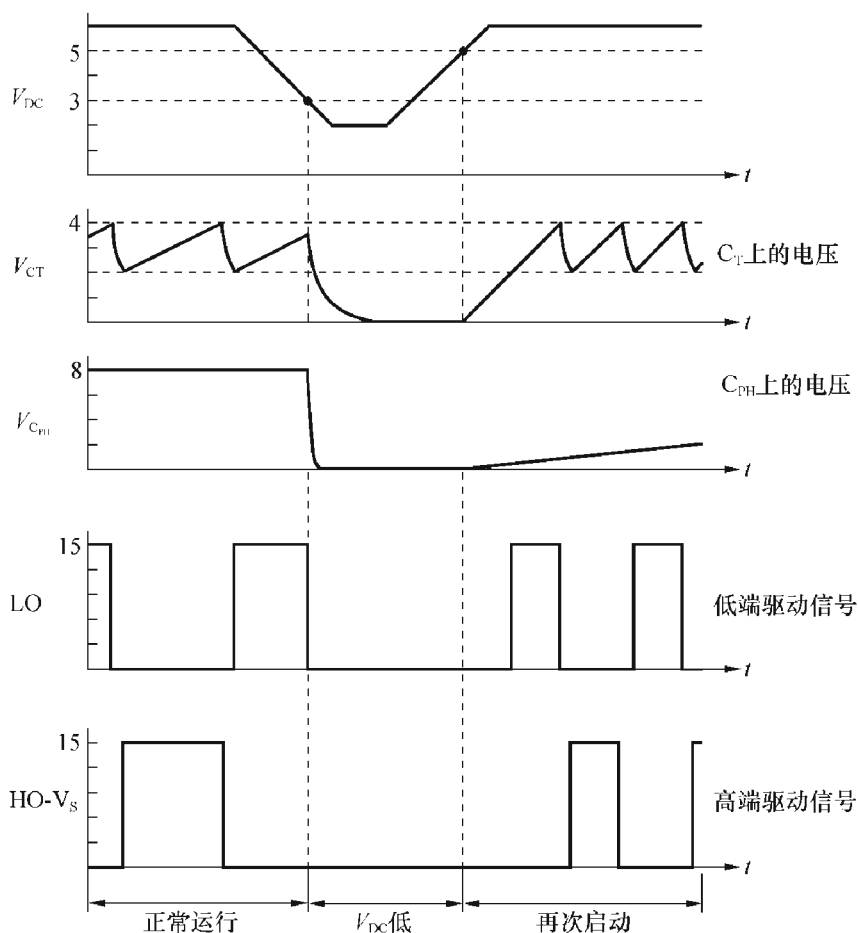


图 10-9 V_{DC} 脚故障检测及自动再启动过程中的波形

(2) 检测灯管有无及自动再启动

第二个保护引脚 SD (8 脚) 具有非锁定关断及自动再启动功能。其保护工作原理可用图 10-10 来说明。正常情况下，SD 脚通过灯丝电路，其电压很低（一般低于 1.8V）。如 SD 脚电位超过 2V 时（为提高抗干扰能力，其内部比较器有约为 150mV 回差）则表明灯有故障。例如灯管下面的灯丝断开或从插座上脱落，就会出现这种情况。这时集成电路内部的振荡器停止工作，两个栅极驱动器的输出均为低电平，集成电路处于微功率模式。当取下坏灯管换上新灯管后，SD 脚电位被拉回到接近地电位。在这种情况下，复位信号使集成电路重新启动，其定时波形如图 10-11 所示。

这样，当取下坏灯管换上新灯管后，镇流器能自动再启动。当灯管有故障如损坏时，会使振荡器不工作，关断输出，从而减小了对 MOS 管（或 IGBT 管）的电应力，避免了功率管损坏。SD 脚在集成电路内部用 7.5V 的齐纳二极管钳位，可以保护电路并减少外接元件。

(3) 半桥电流检测及保护

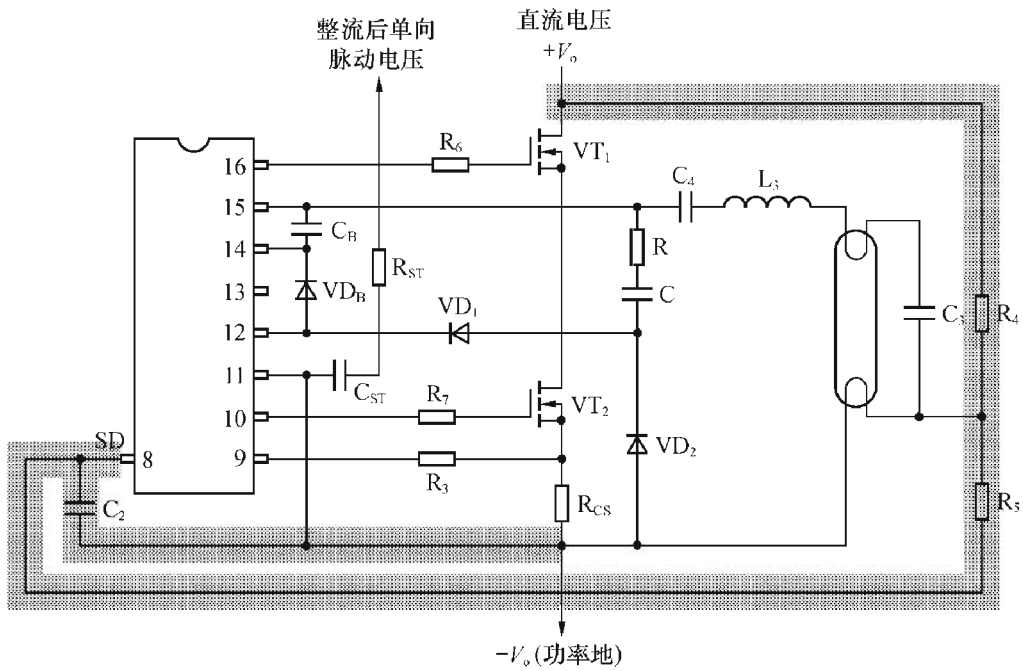


图 10-10 检测灯管有无或灯丝断的电路

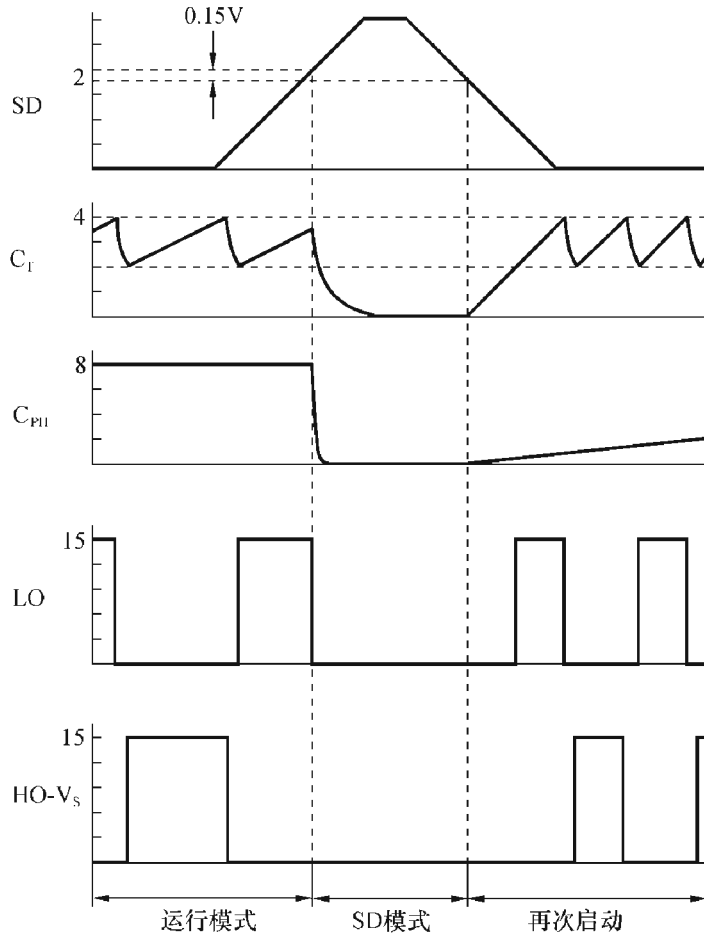


图 10-11 检测灯管有无及自动再启动的定时波形

第三个用作保护的引脚是 CS (9) 脚, 它通过电阻 R_3 与低端功率 MOS 管 VT_2 的源极相连, 用以检测流过 R_{CS} 的源极电流。其保护原理可以用图 10-12 来说明。

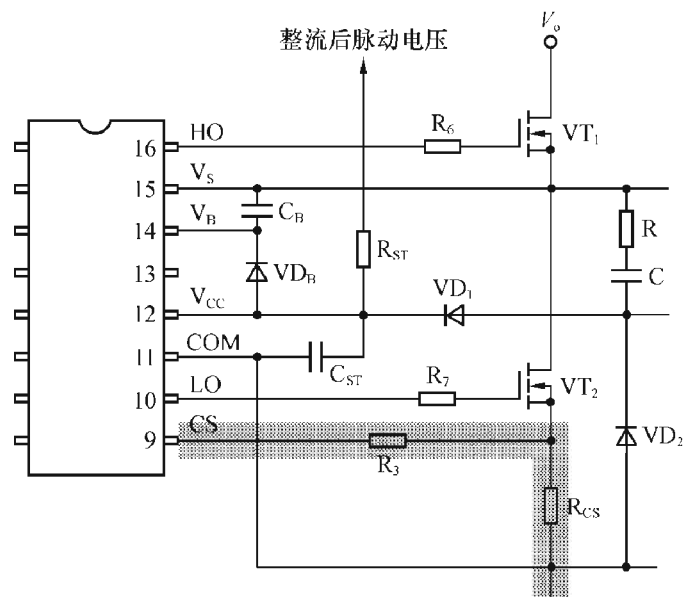


图 10-12 半桥电流检测及保护电路

CS 脚可以用来检测诸如灯管不能启辉点亮、正常运行时电流过大、硬开关、无负载或工作在欠谐振状态 (Below Resonance) 这样一类故障。只要检测到上述故障的任何一种，就会将故障锁存器置 1，令振荡器不工作，栅极驱动器输出为低电平，集成电路进入微功率模式。CS 脚能逐周对故障情况进行检测，所以能最大限度地提高镇流器工作的可靠性。

对于启辉失效、硬开关等电流过大的故障情况，在预热期终了检测到的电压将超过 CS 脚内部比较器的上限阈值 (1V)，此时 CS 脚将故障锁存器置 1；而对于电流过小的欠谐振状态，检测到的电压将低于其内部比较器的下限阈值 (0.2V)，CS 脚也将工作，也使故障锁存器置 1。

图 10-13 (a)、图 10-13 (b)、图 10-14 是半桥整流检测保护电路及各种故障情况下的灯电流 (以电压表示) 及半桥电压波形。

在出现上述故障情况后，为了要重新启动集成电路，可以取下灯管再重新装上；或者先将 V_{CC} 电压降低到下降阈值 UV^- 以下，然后再将其增加到上升阈值 UV^+ 以上 (例如关电源再重新接通电源)，就可以达到重新启动的目的。

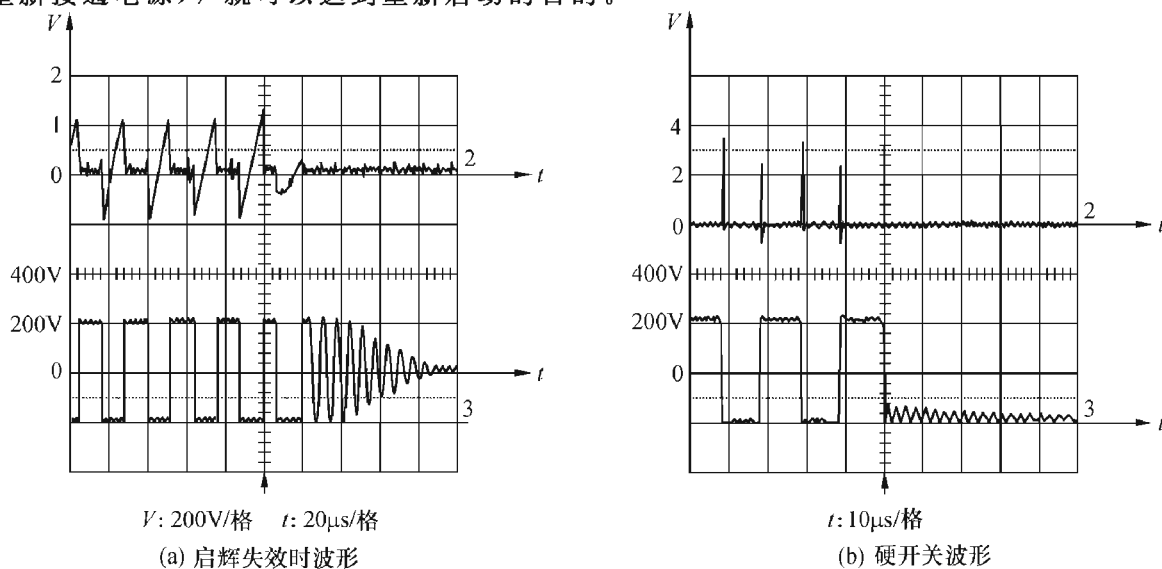


图 10-13 启辉失效时以及硬开关时的波形

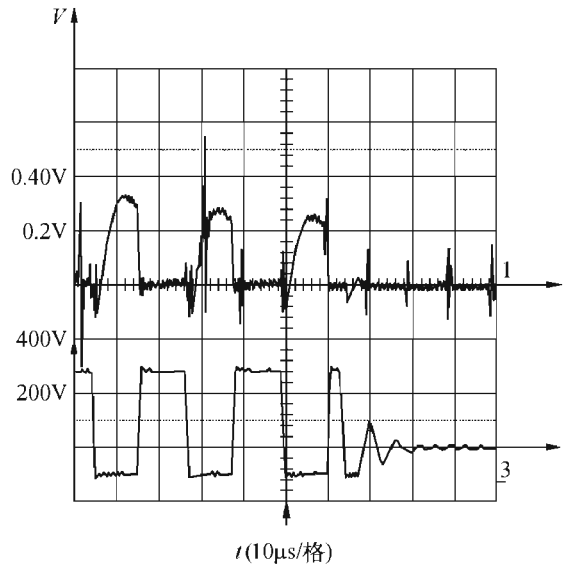


图 10-14 欠谐振状态

图 10-15 是集成电路的工作流程图，它很好地总结了正常运行及出现上述故障情况后集成电路的工作流程。

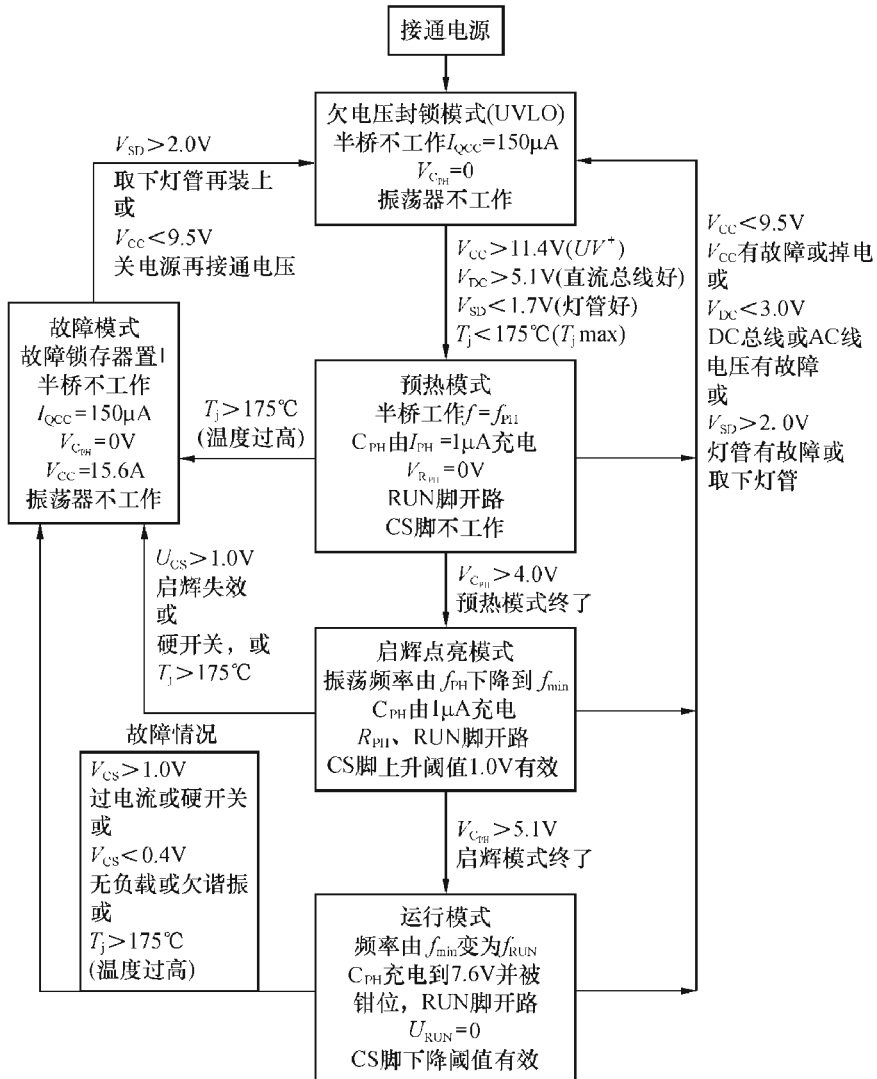


图 10-15 IR 2157 的工作流程图

3. 集成电路的低压电源——自举电源

集成电路的低压供电电压 V_{CC} 如何取得可用图 10-16 来说明。 V_{CC} 开始是通过高阻值的启动电阻 R_{ST} (功率为 $W/4$)，将整流后的直流电压降压由电容 C_{ST} 滤波来提供的，内部用 15.6V 齐纳二极管稳压钳位。而在电路工作、半桥电路振荡时，由半桥中点输出的方波电压经缓冲网络 RC 、二极管 VD_1 整流对电容 C_{ST} 充电提供低压电源。其中 C 起降压作用， R 则可减小充电的浪涌电流，同时 RC 网络还有减缓半桥输出电压的上升速率、降低高频干扰的作用。 V_{CC} 用作低端驱动器及集成电路内部的逻辑的低压电源。为了给高端驱动器提供直流电源，通常是由 V_{CC} 经充电泵供电。 V_{CC} 经一个快恢复二极管 VD_B (即所谓自举二极管) 连接到 V_B 脚，自举电容 C_B 则连接在 V_B 、 V_S 两脚之间。在半桥振荡且 VT_2 导通、 VT_1 截止时，自举电容由去耦电容 C_{ST} 经 VD_B 充电；而当 VT_2 截止、 VT_1 导通时， VD_B 被反偏，自举电容 C_B 上电压在 VT_1 的源极上浮，作为高端功率管栅极驱动器 CMOS 管的低压电源。因为 CMOS 管的静态电流是很小的，典型值约为 45mA，在 VT_1 导通时， V_{BS} 的电压降落是因为电荷是从自举电容 C_B 向功率 MOS 管栅极电容 C_{iss} 转移造成的。电容 C_B 应该选用有效串联电阻值及电感 (ESR/ESL) 值低的电容器，并且连接时要尽量靠近 V_S 、 V_B 的引脚。

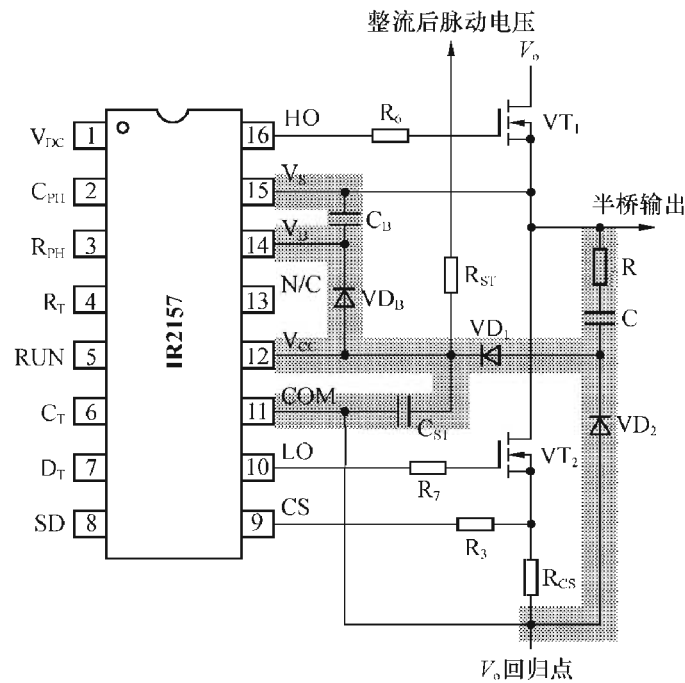


图 10-16 IR2157 自给电源 V_{CC} 及高端驱动电源的取得

4. 电源去耦旁路电容、地线在 PCB 布线时的一些规则

在使用集成电路时，元件的排列和 PCB 板的布线是极端重要的。例如 V_{CC} 脚的去耦电容 C_{ST} 应该尽量在靠近集成电路引出端与 COM 端连接处 (见图 10-17)，并选用 ESR/ESL 低的电容。根据经验法则，此旁路电容值至少为功率 MOS 管总输入电容 C_{iss} (即它后面所驱动功率管 MOS 管的输入电容) 的 2500 倍。它可以由一个大容量的电解电容及一个小容量的陶瓷电容并联来担任。 C_B 电容则至少为 C_{iss} 的 50 倍。

在 PCB 布线时，应特别注意集成电路地 (COM 或称信号地) 与功率地的连接。集成电

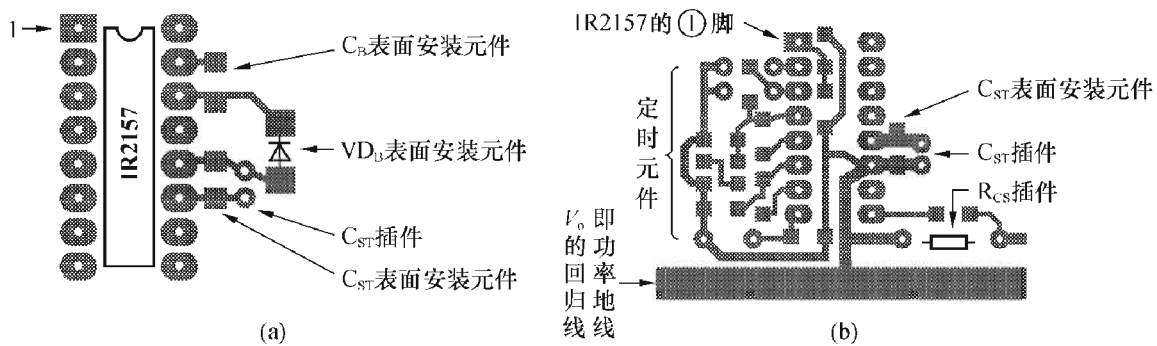


图 10-17 PCB 板的正确布线

路地是低功率控制线路及低端栅极驱动器输出级的地，在集成电路内部均回归此点。外部的定时元件， V_{CC} 旁路电容也都应连接到 COM 脚，而不允许经过单独走线或跳线连到 PCB 板上其它功率地线。COM 脚只应通过单独的一条走线连到低端功率 MOSFET 管源极的电流检测电阻 R_{CS} 在 PCB 上的引出端（即功率地），做到信号地与功率地单端相接（图 10-17 (b)），以免大的功率电流串入 COM 走线引起干扰，图 10-17 是正确的 PCB 布线示例。应当说明，这里所讲的一些原则均具有普遍意义，对于其它的一些集成电路也是适用的。

三、IR 2157 应用举例

图 10-18 是用 IR 2157 组成的一种电子镇流器的电路，其中略去整流桥、APFC 电路及 EMC 电路未画。图中各元件的作用均已在前面讨论过，这里不再重复。

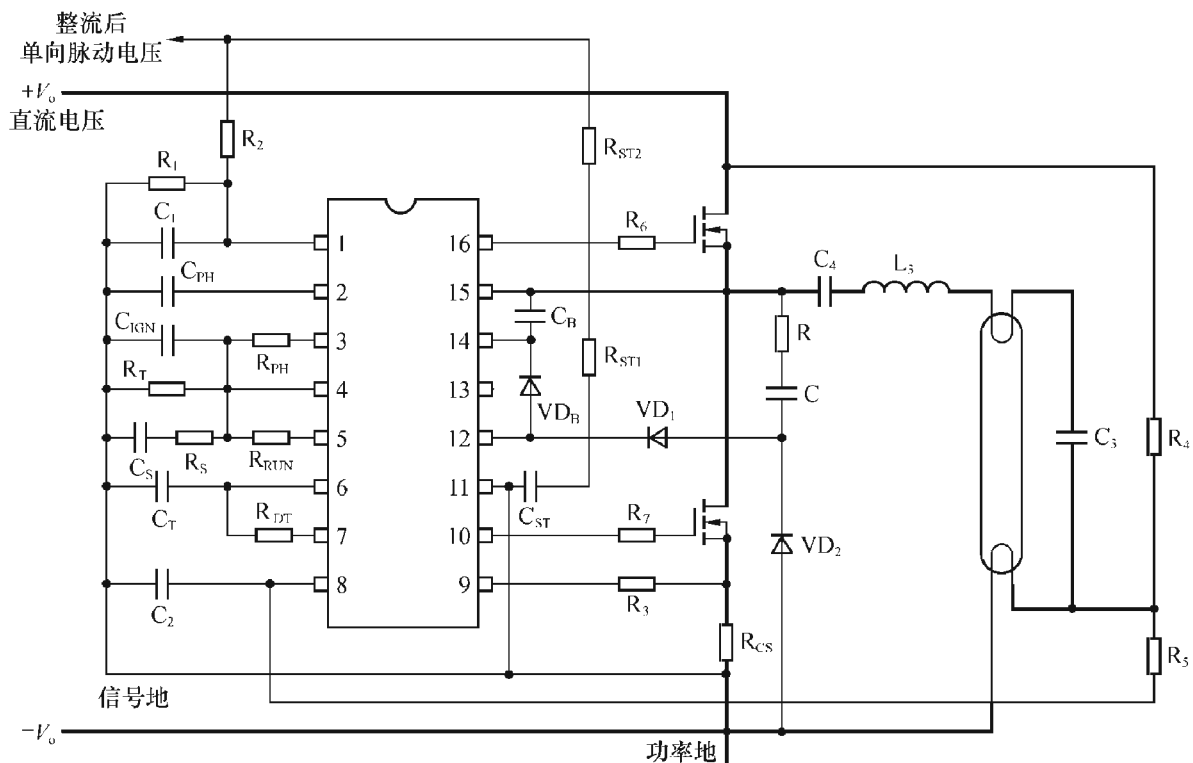
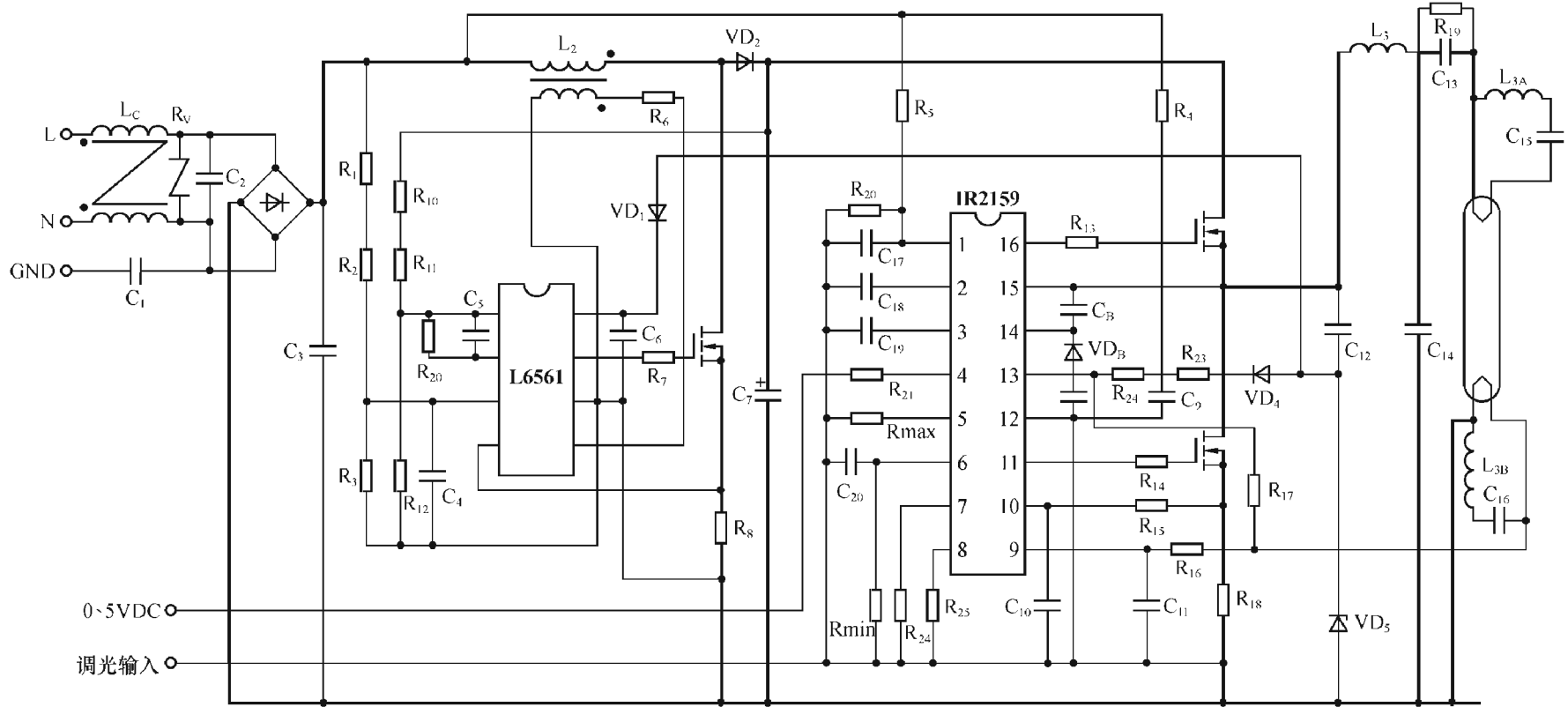


图 10-18 用 IR2157 组成的电子镇流器电路图

四、IR 2159 的功能及其应用电路

IR 2159 是 IR 2157 的升级换代产品，与后者相比，它多了调光功能，仍保持有灯丝预热及保护功能，图 10-19 是一种 40W 可调光的电子镇流器电路，采用 0~5V 直流电压来调



粗线表示高频大电流通路

图 10-19 40W 可调光的电子镇流器线路

三、UBA 2014

UBA 2014 是 Philips 公司于 1999 年推出的用来驱动荧光灯的电子镇流器控制集成电路。像一般的控制集成电路一样，它能驱动两个功率 MOS 管，并包含有电平移位电路、自激振荡器、灯电压检测电路、灯电流控制功能、定时功能以及保护功能等。

在灯预热期间，UBA 2014 控制流过灯丝的电流及预热时间，以保证灯丝得到充分而最佳的预热，降低灯触发时的启辉电压、延长灯管寿命。集成电路能控制最大的启辉电压，而触发定时器能确定最好的触发时间。在触发阶段，容性模式保护功能保证功率 MOS 管处于安全工作方式；在灯点亮阶段，灯的平均电流受到控制。如改变其工作频率，可以对灯管进行调光。当灯管老化、灯失效或灯管被取下时，UBA 2014 均有保护功能。在电压低时，有掉电保护功能，以保护功率管不至损坏。

1. UBA 2014 的框图及其工作原理

图 10-26 是 UBA 2014 的功能框图。

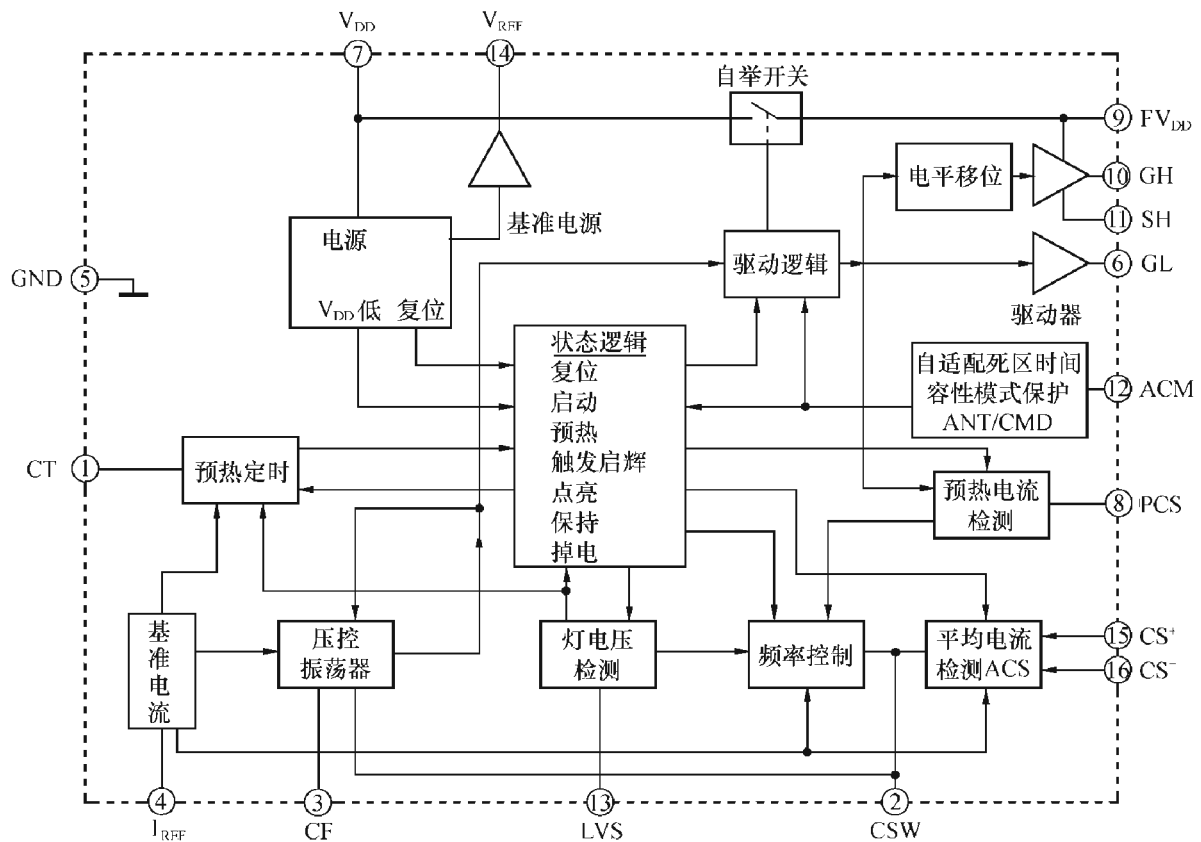


图 10-26 UBA 2014 的功能框图

图中，ANT/CMD 含义为自适配死区时间/容性模式检测；PCS 含义为预热电流检测，LVS 含义为灯电压检测，ACS 含义为平均电流检测。

状态逻辑部分是控制器的核心部件，它控制了集成电路所有的内部功能，使电路处于以下几种状态中的一种：复位、启动、预热、触发（启辉）、点亮、保持及掉电等。

初始启动状态是通过对 7 脚 (V_{DD}) 的电容 C_{15} 充电来完成的，开始时，状态逻辑复位，

GL、GH 输出为低电平；当 C_{15} 电压达到 13.6V 时，压控振荡器（VCO）、自适应死区时间（ANT）、预热定时器（PRT）、预热电流检测器（PCS）及灯电压检测器（LVS）均开始工作。

压控振荡器（VCO）产生锯齿电压，幅度为 2.5V（由 2.5V 到 0V），其频率由③脚外接的电容 C_{14} 、④脚外接的电阻 R_{12} 及②脚上的电压决定。最低频率则由 R_{12} 、 C_{14} 决定。线路开始振荡的最高频率约为最低频率的 2.5 倍。VCO 部分的比较器将锯齿电压转换为方波电压，而频率为锯齿电压频率之半，它使内部驱动器的 HS、LS 轮流为高电平，其输出 GH、GL 也轮流为高电平，用来驱动功率开关管，使之轮流导通与截止。

自适应的死区时间 ANT 保证两个功率开关管具有相同的导通时间，而与频率无关，⑩脚上的电压是由测量外接电阻 R_{16} 的电压来得到的。

PRT 用来确定预热时间及触发时间，预热时间由连到①脚的电容 C_{12} 及连到④脚的电阻 R_{12} 决定，预热时间等于 C_{12} 上的 7 个脉冲周期，而最大触发时间为 1 个脉冲周期。在启动时或在有故障时（例如未插入灯管），此线路工作。当线路开始振荡时，灯丝得到预热，连到②脚的电容 C_{13} ，与 VCO 输入端相连，开始放电，保证频率由开始时的最大值下降。与此同时，与⑧脚相连的内部电容由恒流源充电，该恒流源由预热电流检测 PCS 脚控制，预热频率下降，直到由⑧脚测得的预热电压超过 0.6V 时为止。

在预热后，状态逻辑使 PCS 不工作，频率进一步降低，直到达到线路的串联谐振频率为止。灯电压检测脚 LVS（⑬脚）用来检测灯是否启辉。如灯被触发点亮，则检测到灯电压下降，⑬脚电压也下降。触发停止后，②脚（CSW）的电压上升，控制器使灯工作于最低频率。灯启辉点亮后，平均电流检测器（ACS）开始工作，由电阻 R_{14} 测得的平均电流送到 CS^- （⑯脚），而 CS^+ （⑮脚）由外部通过电阻连到基准电压 2.95V，如 CS^- 电压达到 CS^+ 电平，则由 ACS 线路输出电压送到 VCO，调整频率，以便对灯电流进行控制。

如果灯预热后未能被触发启辉，则 LVS 上电压达到 $V_{Lamp\ max}$ （最大灯电压）电平，频率控制器保持此频率，此时灯电压将不再增加，在触发时间过后，状态逻辑使内部线路不工作，进入掉电状态。此时，为将线路重新启动，可将⑦脚（ V_{DD} ）电压降低到 5.5V 以下，然后再增加电压，线路就可以重新启动了。

如果在正常工作时取下灯管，灯电压会超过 $V_{Lamp\ fail}$ （失效灯电压），触发定时器将开始工作，在短时间后，达到 $V_{Lamp\ max}$ ，经过触发时间后，控制器进入掉电状态。

2. UBA 2014 的实用电路

图 10-27 是用 UBA 2014 组成的 36W 电子镇流器电路，有关电路的一般说明在前面的工作原理中已经涉及，这里不再重复。

四、UBA 2070

UBA 2070 是飞利浦公司于 2000 年底推出的用来驱动冷阴极灯管的电子镇流器控制集成电路，为 16 引脚，其引脚功能同 UBA 2014 差不多，只是冷阴极灯管不需预热，所以 UBA 2070 的第⑧脚（原来在 UBA 2014 为 PCS 预热电流检测）悬空不用，其它引脚均与

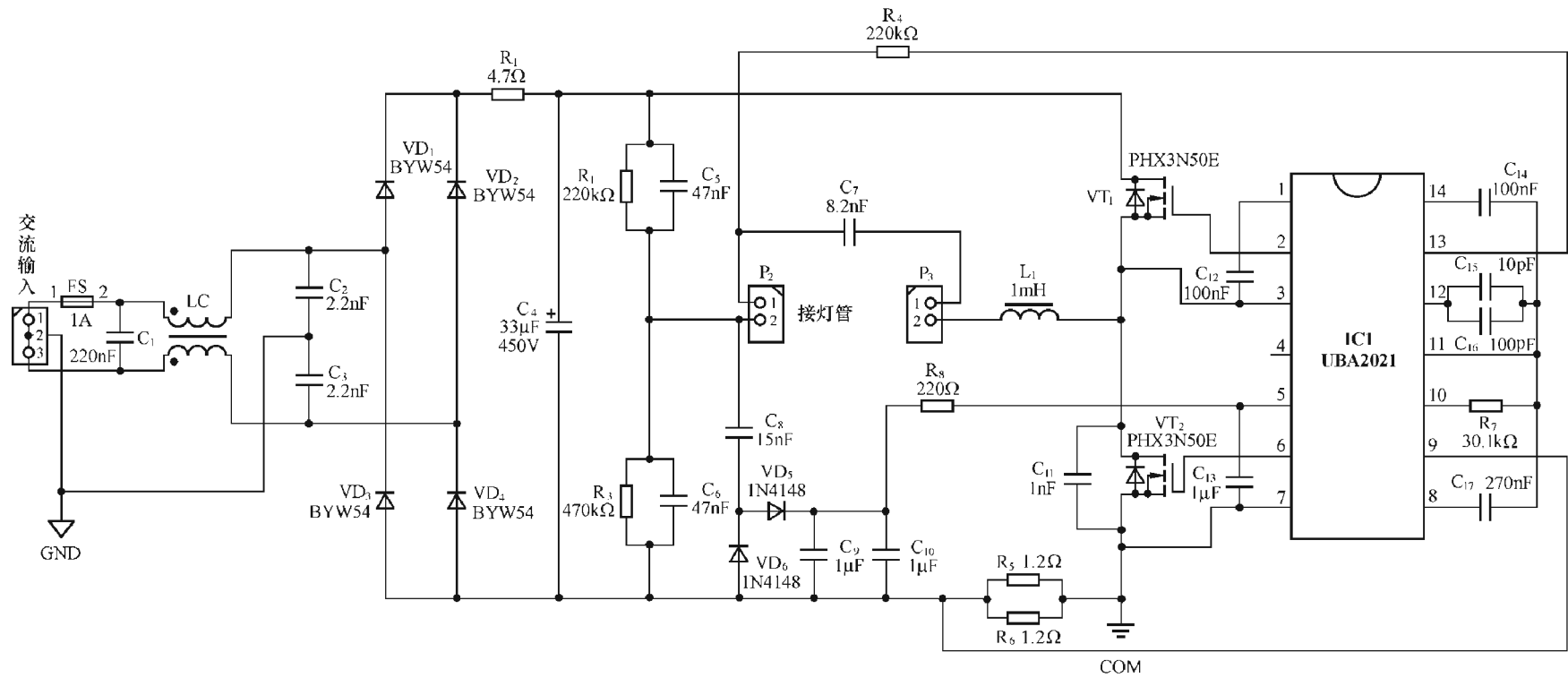


图 10-25 58W 电子镇流器电路图

UBA 2014 引脚的排列名称及用途相同，图 10-28 是其引脚名称、排列及用途。

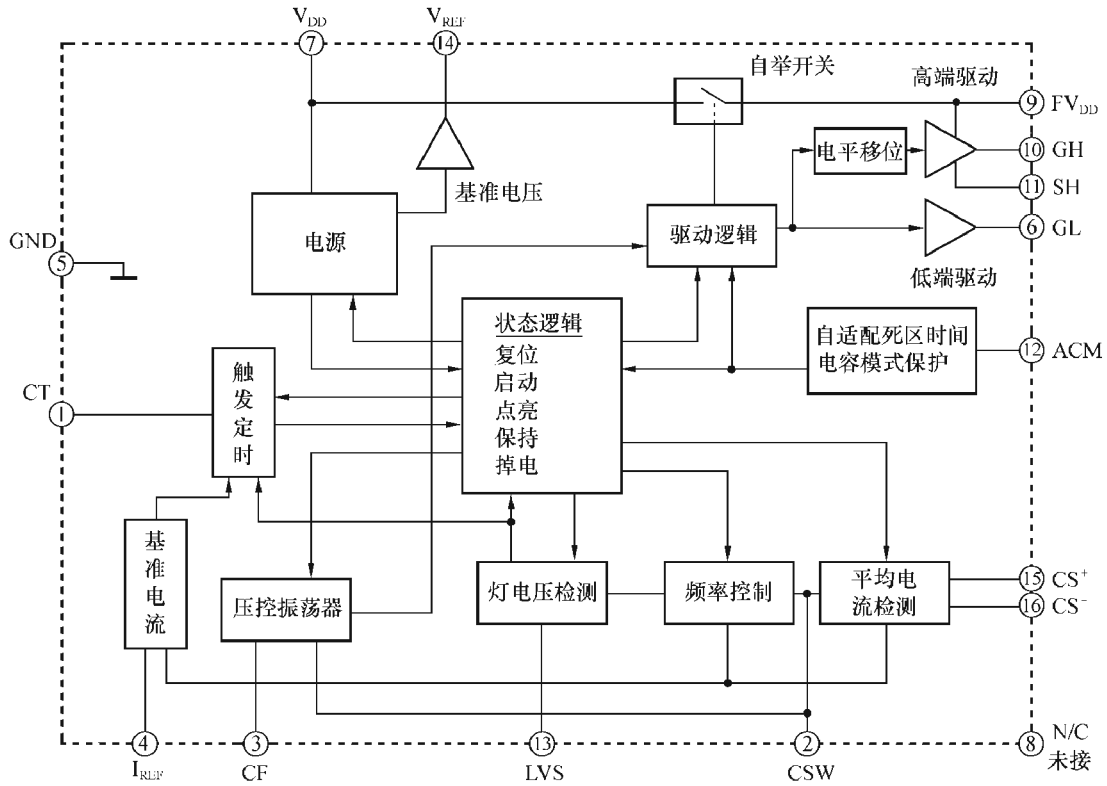


图 10-28 UBA 2070 引脚图

图 10-29 是用 UBA 2070 驱动两个冷阴极管的电路实例。

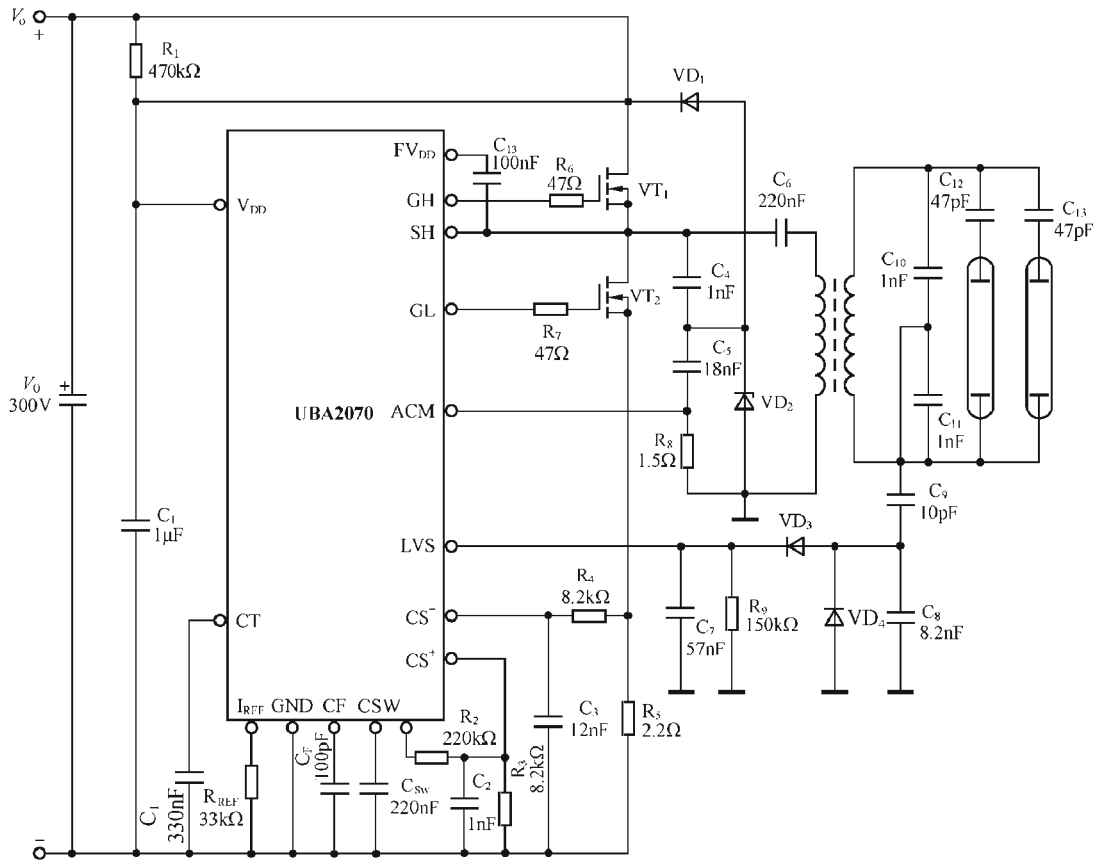


图 10-29 UBA2070 应用电路实例

第四节 高压紧凑型荧光灯及直管荧光灯 (CFL/TL) 镇流器驱动集成电路 L6567、L6574

本节我们介绍由 ST 公司推出的 CFL/TL 镇流器驱动集成电路 L6567 及 L6574。

一、L6567 集成电路的结构框图及主要特点

图 10-30 是 L6567 的框图，附带给出了它的引脚排列、名称及功能。它与前述的 UBA2021 完全类似。

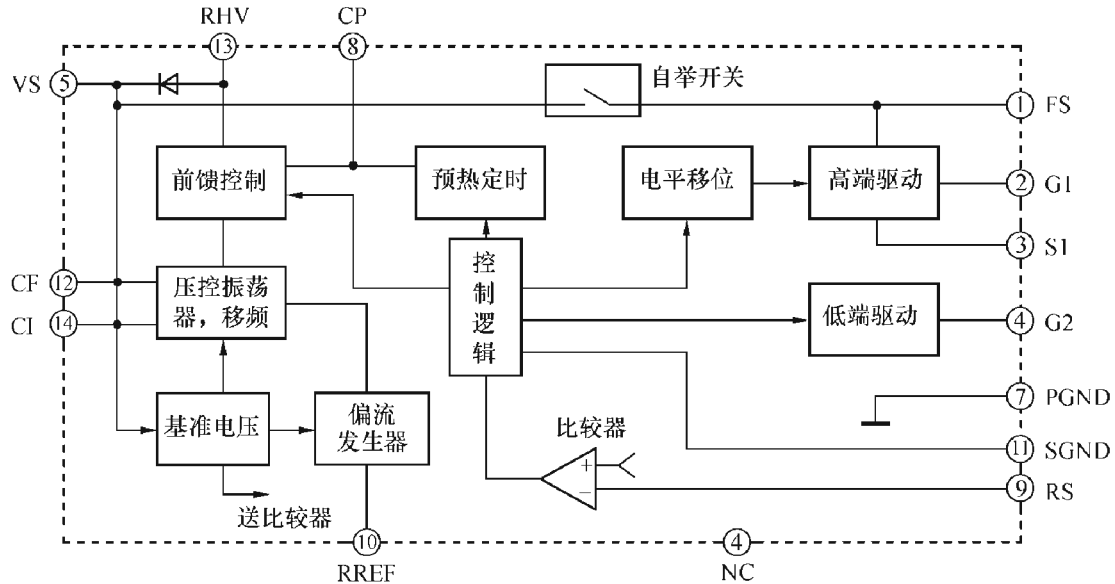


图 10-30 L6567 框图

各引脚名称及用途如下：

- ① FS 高端驱动器浮动电源；
- ② G1 接高端开关管栅极；
- ③ S1 接高端开关管源极；
- ④ NC 未接，加大 3、5 脚的间距，以提高其爬电距离；
- ⑤ VS 低压电源；
- ⑥ G2 接低端开关管的栅极；
- ⑦ PGND 功率地；
- ⑧ CP 接定时电容，确定预热时间 (T_{pre} T_{ign})，平滑由 RHFV 所反映的 HVB 中的纹波；
- ⑨ RS 电流监控输入；
- ⑩ RREF 接基准电阻，设定电流；
- ⑪ SGND 信号地，在集成电路内部与 PGND 相连；
- ⑫ CF 确定频率的电容；
- ⑬ RHFV 初始启动用的电阻，以后用来监测电源电压；
- ⑭ CI 定时电容，决定频率下降速率；

同 UBA 2021 一样，L6567 也通过不同阶段、不同的频率对荧光灯管进行三阶段软启动

来启辉点亮灯管，如图 10-23 所示。

这个电路也具有前馈控制及电容模式保护功能。在稳态工作时，灯的工作频率为 F_{min} ，由 R_{REF} 及 C_F 值决定。在预热结束时，RHV 脚连到一个内部电阻，用以检测直流高压，如交流电压太高，使流过此电阻的电流增加，超过了由 R_{REF} 所设定的电流，结果此电流对电容 C_F 充电，使其频率提高，以限制灯功率的增加。为了减小交流电源整流后的二次谐波的纹波对 V_{HV} 的影响引起的前馈控制，在⑧脚接电容 C_F ，它连同内部的集成电阻，可以减小纹波成分。

在触发启辉及正常点亮阶段，它的工作频率要比负载（电感 L 、启动电容 C_L 、灯管电阻 R_{LA} ）的谐振频率要高，如果工作频率低于谐振频率而未出现零电压开关（ZVS）状态，使 MOS 管处于硬开关状态，则 L6567 通过检测在管导通期间⑨脚的电压 V_{RS} ，（在⑨脚内部有一个比较器，比较阈值为 $V_{CM(TH)}$ ）如 $V_{RS} < V_{CM(TH)}$ （典型值为 20mV），将出现电容模式保护，频率上升，限制半桥输出的电流，使之不致超过某一最大值。频率偏移值由 C_1 值决定。如未检测到，则频率仍下降到前馈控制频率（在 UBA 2021 中我们曾用 $V_{RS\ CAP}$ 表示比较阈值，它们的意义是相同的）。

有关 L6567 的应用电路及元件参数之选择，可参阅 UBA 2021 的资料，这里不再重复。

二、具有预热及调光功能的镇流器控制及驱动器 L6574

L6574 内部包括控制电路及驱动电路，其中驱动电路和前述的 L6567 相似，也采用三阶段、不同频率的软启动方法，使灯管得到良好的预热。此外，它能驱动两个半桥逆变电路的功率开关管（MOS 管或 IGBT 管）。驱动电流能力很强（250mA 源电流及 450mA 灌电流），在 1nF 负载下，三极管上升/下降的开关时间约为 80ns/40ns。内部集成有自举驱动器，与外接自举电容一起共同产生高端驱动器所需要的浮置电源。L6574 还集成有高输入阻抗、大共模范围、低输出阻抗的宽带运算放大器，用作灯电流的闭环控制以及实现一些保护功能。在灯正常点亮期间，可以通过改变输出的工作频率来调节灯电流和灯功率，从而实现调光的功能。

1. L6574 的框图

图 10-31 是 L6574 的内部框图。

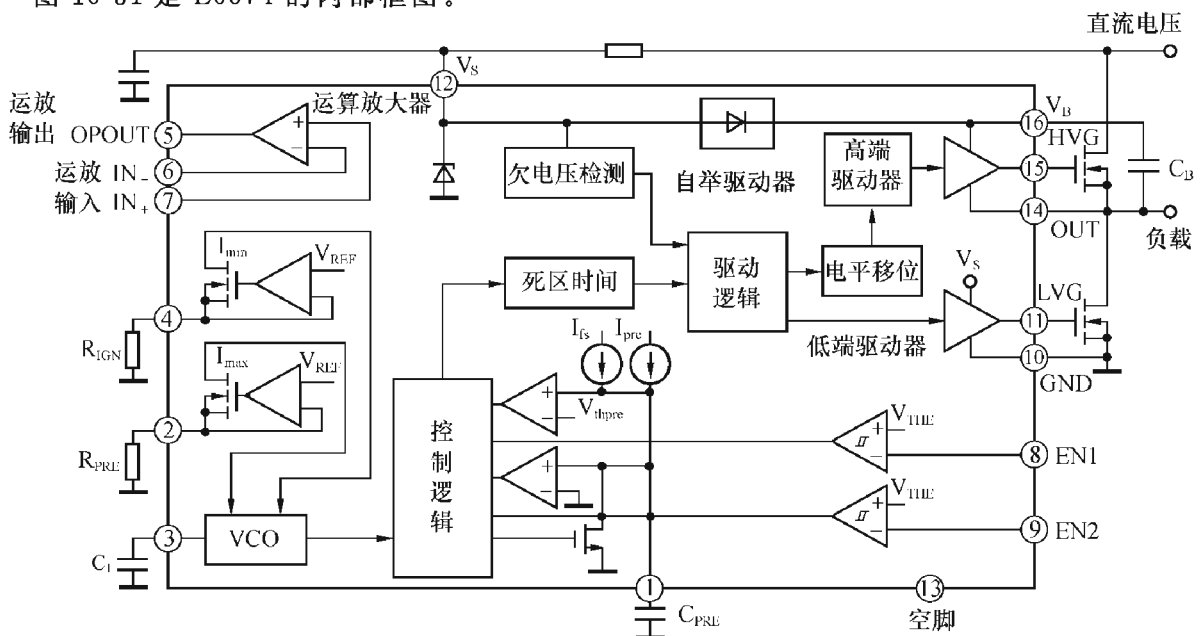


图 10-31 L6574 的内部框图

电路中各部分作用如下：

(1) 自举部分

在集成电路内部应用专利技术集成一个高压 DMOS 驱动管，以取代外接的快速高压二极管，它与外接电容 C_B 一起，共同产生所需要的浮置电源，用来驱动高端 MOS 管。DMOS 管与低端外接功率 MOS 管的驱动是同步的，当低端 MOS 管导通时，DMOS 管也导通，使 V_S 通过 DMOS 管对 C_B 充电， C_B 上的电压就可作为高端驱动器的电源。为了安全工作起见，即使不能保持零电压开关 (ZVS) 的工作状态，也禁止有电流流入 V_B (⑩) 脚。

(2) 定时部分

L6574 也能使荧光灯管按灯丝预热、触发启辉和正常点亮三个阶段工作。在预热阶段，频率最高为 f_{max} ，持续时间为 t_{pre} ；在触发启辉阶段，频率由 f_{max} 降到 f_{min} ，持续时间为 t_{sh} 。 t_{pre} 及 t_{sh} 均由连到①脚的电容 C_{pre} 值决定，电容 C_{pre} 由集成电路内部恒流源 I_{pre} ($2.3\mu A$) 充电，电容 C_{pre} 上的电压线性上升到预热阈值 $V_{TH} = 3.5V$ 。

$$t_{pre} = C_{pre} \cdot \frac{V_{TH}}{I_{pre}} = C_{pre} \cdot \frac{3.5}{2.3} = k_{pre} \cdot C_{pre} = 1.5C_{pre} (s)$$

$$k_{pre} = \frac{V_{TH}}{I_{pre}} = 1.5s/\mu F \quad (10-8)$$

式中， C_{pre} 以微法计。

经过时间 t_{pre} 后， C_{pre} 迅速放电，以后按 I_{fs} 充电，产生第二个斜升阶段，此电压送到跨导放大器（运算放大器具有高输出阻抗，将输入电压转换为输出电流），如图 10-32 (b) 所示（此时，图中开关是闭合的），将电压信号转换为电流，并与电流 I_{max} 相减，这样，驱动振荡器的电流变为

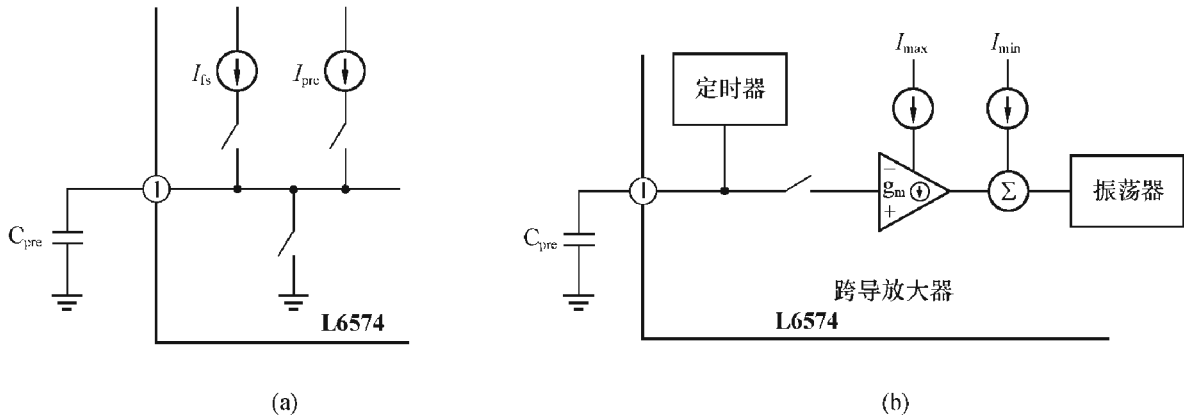


图 10-32 定时器框图

$$I_{OSC} = I_{min} + I_{max} - g_m V_{cpre}$$

$$= I_{min} + \left[I_{max} - g_m \frac{I_{fs} (t - t_{pre})}{C_{pre}} \right] \quad (10-9)$$

其中 $I_{min} = \frac{V_{REF}}{R_{ign}}, I_{max} = \frac{V_{REF}}{R_{pre}}, V_{REF} = 2V$ 。

在预热结束时， $t - t_{pre} = 0$ ，L6574 振荡频率最高，为 f_{max} ，由 $I_{OSC}(0)$ 决定。

$$I_{OSC}(0) = I_{min} + I_{max} = V_{REF} \left(\frac{1}{R_{ign}} + \frac{1}{R_{pre}} \right) \quad (10-10)$$

在移频结束时， $t = t_{pre} + t_{sh}$ ，此时，式 (10-9) 中第二项为 0，振荡频率由 $I_{osc}(t_{sh})$ 决定，频率为最低值 f_{min} 。

$$I_{OSC}(t_{sh}) = I_{min} = \frac{V_{REF}}{R_{ign}} \quad (10-11)$$

$$I_{max} - \frac{g_m I_{fs}}{C_{pre}} t_{sh} = 0$$

由式 (10-9) 知

(10-12)

$$t_{sh} = \frac{C_{pre} I_{max}}{g_m I_{fs}} = k_{fs} \cdot C_{pre}$$

式中 $k_{fs} = \frac{I_{max}}{g_m I_{fs}} = \frac{I_{max}}{g_m \cdot k I_{max}} = \frac{1}{g_m k} = \frac{1}{10} k_{pre} = 0.15s/\mu F$

由式 (10-8)、(10-12) 知, t_{pre} 、 t_{sh} 均与 C_{pre} 大小有关。选定 C_{pre} 值后, 两者均可确定。频率 f_{min} 、 f_{max} 则由 C_F 、 R_{pre} 、 R_{ign} 决定。

$$f_{min} = \frac{1.41}{R_{ign} \cdot C_F}$$

$$f_{max} = \frac{1.41(R_{pre} + R_{ign})}{R_{pre} \cdot R_{ign} \cdot C_F} \quad (10-13)$$

而频率偏移 $\Delta f = f_{max} - f_{min}$ 由 R_{pre} 决定。当 $C_F = 470pF$, R_{ign} 在 $20 \sim 120k\Omega$ 时, f_{min} 在 $20 \sim 120kHz$ 范围内变化, 如图 10-33 所示。

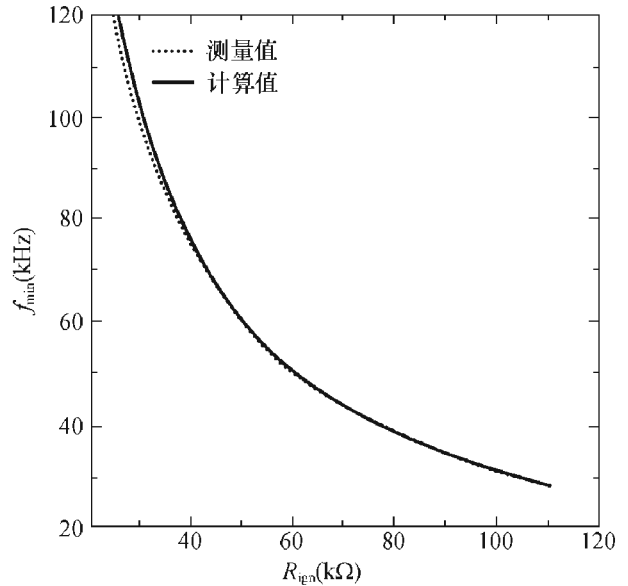


图 10-33 f_{min} 与 R_{ign} 的关系

(3) 振荡器部分

压控振荡器在开环状态下, 使半桥振荡频率在预热期间为 $f_{pre} = f_{max}$, 在启辉点亮灯时为 $f_{ign} = f_{min}$, 而在正常工作状态下, 对灯电流实现闭环控制, 由运算放大器的输出

(⑤脚) 经电阻、二极管网络 (图 10-34 中 VD_3 、 R_{18}) 送到 L6574 的 R_{ING} (④脚), 通过它来调节振荡频率, 就可以改变灯电流, 达到调光的目的。

灯电流闭环控制所用的运算放大器是一个低输出阻抗、高输入阻抗、大共模范围的宽带放大器。

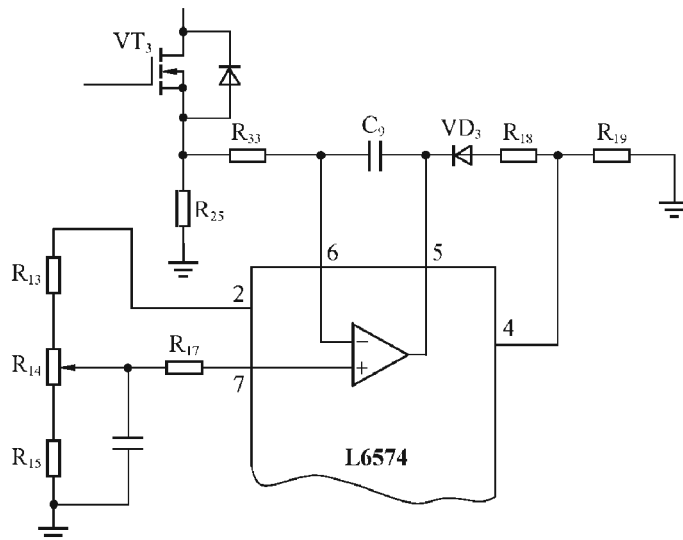


图 10-34 L6574 调节频率的功能

(4) 使能端 EN1、EN2 及其内接比较器

说明使能端 EN1、EN2 的功能的电路见图 10-35，在 EN1、EN2 端内部各接一个 CMOS 比较器，它们的阈值均为 0.6V（典型值），用以实现在过压、灯未接入或灯脱落时起保护作用。比较器可以识别在其输入端出现的宽度低至 200ns 的窄脉冲。如果灯管未接或灯丝断，则由图 10-35 可知， V_s 经 R_{26} 加于⑧脚，EN1 为高电平，L6574 处于关断状态，振荡器停止振荡，LVG、HVG 输出均为低电平， VT_2 、 VT_3 不工作。如果要重新启动，可先关断电源，再重新接通电源；或者，将 EN2 脚接高电平，即可重新进入启动、预热、启辉程序。

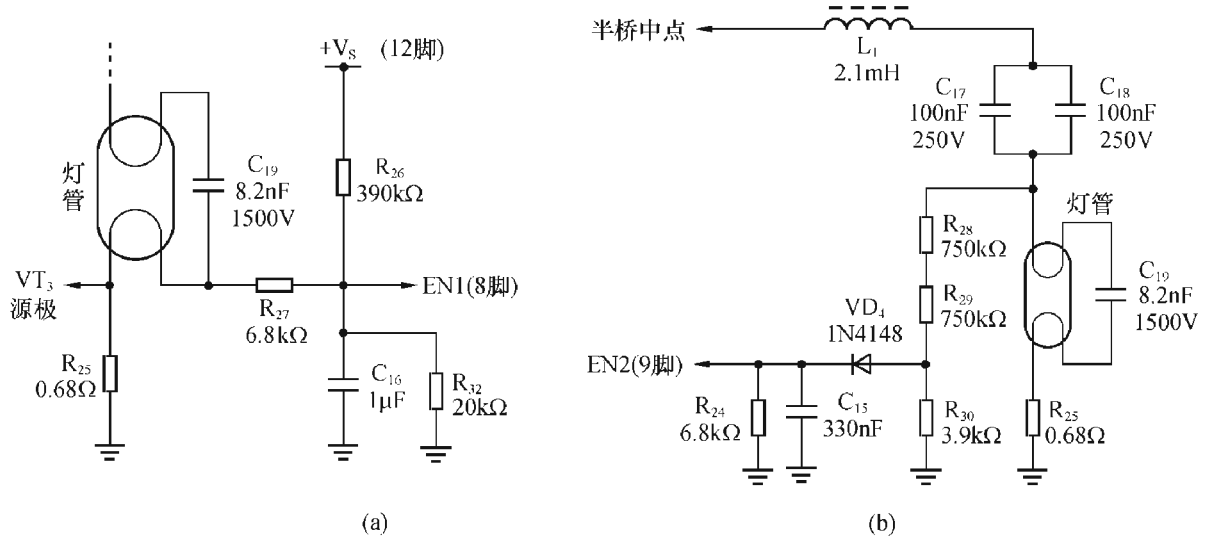


图 10-35 说明 L6574 中 EN1 及 EN2 功能的电路

图 10-36 是说明 L6574 EN1、EN2 的作用的定时图。图中 UV^+ 为 V_s 的上升阈值。

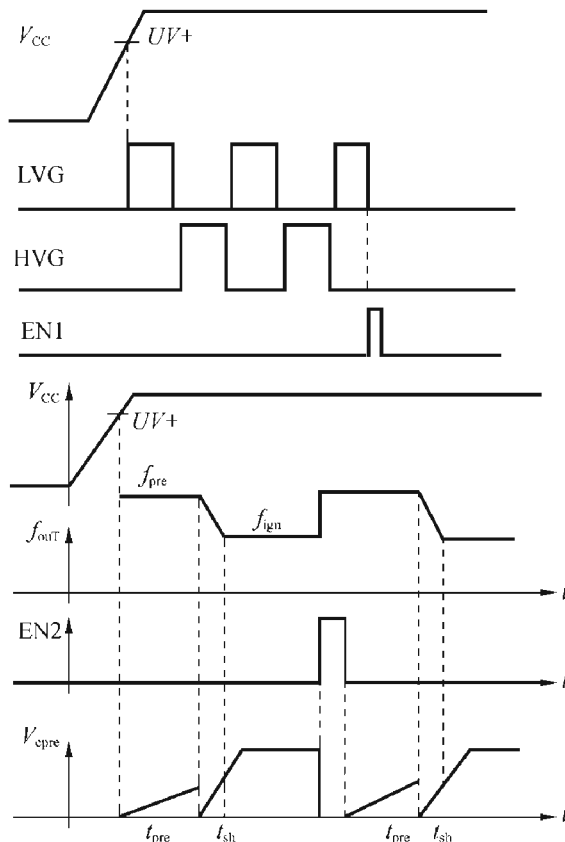


图 10-36 说明 L6574 EN1 及 EN2 功能的定时图

2. L6574 的应用电路

图 10-37 为用 L6561 及 L6574 所组成的 58W 电子镇流器。输入交流电压经桥式整流、升压式 APFC 控制器集成电路 L6561、升压电感、开关三极管 VT_1 、升压二极管 VD_1 ，在输出滤波电容器 C_7 上得到 400V 直流电压。电容 C_1 、 C_2 对高频信号滤波，有减小输入电磁传导干扰的作用，整个电路的功率因数 PF 可达 0.99。升压电感参数：磁心 $E25 \times 17 \times 7$ ，电感 1.24mH，副边 10 圈，气隙 1.3mm。

L6574 用来驱动功率 MOS 管或 IGBT 管 (VT_2 、 VT_3)。为避免两管同时导通，集成电路内部逻辑能保证高端驱动与低端驱动有一个最小的死区时间。负载为 L_1 、 C_{19} 及灯管所组成的 LC 回路， C_{17} 、 C_{18} 为隔直流电容。

(1) 预热及启辉

电路的工作按前述预热、启辉及灯正常点亮的顺序工作，预热频率约为 60kHz，由 $R_{PRE} = R_{13} + R_{14} + R_{15}$ 及电容 $C_F = C_{13}$ 乘积决定。预热时间 t_{PRE} 由 $C_{PRE} = C_{14}$ 确定，此时间由所选用的灯管类型决定。本例中 $t_{PRE} = 1.5s$ ，预热后接着进入启辉阶段 $t_{sh} = 0.15s$ ，在 t_{sh} 结束时，频率下降为 31kHz（由 R_{19} 、 C_{13} 值决定）。

(2) 灯电流反馈回路

灯电流反馈回路如图 10-34 所示，它是图 10-37 的一部分，其符号同图 10-37 相一致。由图知，半桥电路中下管电流在 R_{25} 上的电压降经过滤波后加到运算放大器 OP 的反相输入端，而由②脚 (RPRE) 来的电压 $V_{RPRE} = 2V$ ，经分压后作为基准电压，加到⑦脚 (运算放大器 OP 的同相输入端)，两者相比较。该基准电压可通过电位器 R_{14} 予以调节。运算放大器的输出经二极管 VD_3 、电阻 R_{18} 连到 RING (④) 脚。接入 VD_3 用来防止开关频率不要降低到由 R_{19} 、 C_{13} 所设定的最低频率以下。

在启动之初，直到灯管启辉， R_{25} 上的电压为低电平。同样，运算放大器的反相端 (⑥脚) 也为低电平，而其同相端 (⑦脚) 为由 R_{13} 、 R_{14} 、 R_{15} 所设定的恒定电压。这样，在启辉前，运算放大器输出保持为高电平 (5V)， VD_3 截止，此时 L6574 工作于 f_{pre} 。一旦灯触发启辉 ($t_{pre} + t_{sh}$) 后， R_{25} 上的平均电压增加，运算放大器的反相输入电压亦增加，而其输出减小。通过④脚电压的变化，可以对集成电路内部压控振荡器 (VCO) 的频率起调整作用。而由于频率的变化，灯的电流亦发生变化，就可以达到调光的目的。所以，通过调节电位器 R_{14} 或调节输入到⑦脚的直流电压，都能达到调光的目的。

(3) 启动及电源

由于镇流器电路中含有两个集成电路 L6561 及 L6574，因此集成电路的启动顺序至关重要。一般来说，镇流器后半部分应在 APFC 部分之前先启动，因为如果 APFC 部分先工作，而镇流器后半部分还没有工作，APFC 输出部分没有负载，那么它会出现过高电压，使 L6561 动态过压保护 (OVP) 动作。所以，L6574 的 V_S 上升阈值 UV^+ 要比 L6561 的 V_S 上升阈值 UV^+ 低一些，使 L6574 先工作。L6574 开始由高压经 $R_3 + R_4$ 降压后供电，此电阻应足够小，以提供给 L6561 及 L6574 所需要的启动电流；但又要足够大，以降低其所消耗的功率。一旦镇流器后半部分工作 (半桥逆变电路有振荡输出)，则改由 C_{11} 、 R_{16} 、 VD_2 及 VD_{Z1} 组成的充电泵产生低压电源供给 L6561 及 L6574。其中 R_{16} 用来减小充电电流，此外， C_{11} 、 R_{16} 还有一个作用，即降低半桥输出电压的上升、下降速率，并减少

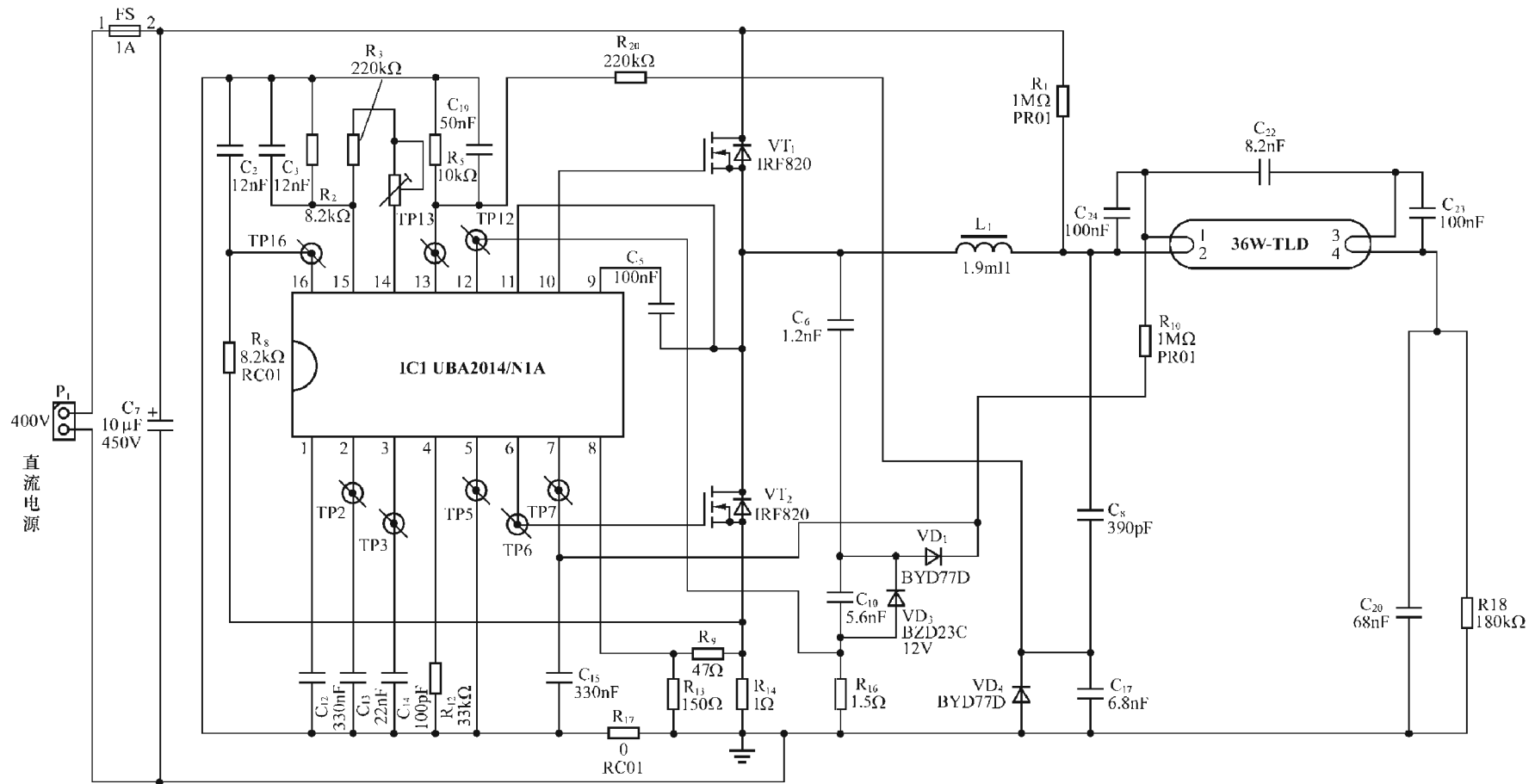


图 10-27 UBA 2014 应用实例

其所产生的电磁干扰。

(4) 保护电路

在正常工作情况下，电路工作于零电压开关模式（ZVS）。但如果灯未接，则在功率 MOS 管中的开关损耗很大。为此，在 L6574 中设置保护端 EN1（⑧脚），电源 V_s 经电阻 R_{26} 接 EN1 脚，同时由电阻 R_{27} 及灯丝、电阻 R_{25} 接地，如灯丝断或灯管未接，则 EN1 为高电平（如图 10-35（a）所示），L6574 处于关断状态，两路驱动信号均为低电平， VT_2 、 VT_3 不工作。

另一个保护作用，是当灯管老化未能被触发启辉时，则通过图 10-35（b）电路，将灯管高压经 R_{28} 、 R_{29} 降压及 VD_4 整流后，加到 EN2（⑨脚），在 EN2 脚出现高电平，使 L6574 再次启动（见图 10-36 的定时图）。

第五节 仙童公司的镇流器驱动集成电路 KA 7541 及 KA 7543

KA 7541 是美国仙童公司推出的一种简单的电子镇流器控制器集成电路，具有较简单的功能。其升级换代产品是 KA 7543，它的功能较强，除保留了 KA 7541 的功能之外，又增加了更多的功能。下面对两种产品分别加以介绍。

一、电子镇流器控制器 KA 7541

KA 7541 是一种简单而且性能较好的电子镇流器控制器集成电路，仅具有 8 脚，可以是双列直插（DIP）封装，也可以是表面贴装（SOT）封装。与 IR 2153、L6569 一类集成电路相比，它具有改变振荡频率的软启动功能，这是 IR 2153、L6569 所不及的，但仍没有较强的保护功能。它有一个致命的缺点，就是两个输出驱动 OUT1、OUT2 提供的是对地驱动信号，为了驱动半桥逆变电路的高端功率开关管的栅极，需要采用变压器耦合，而不能直接驱动。

同一般的镇流器控制器集成电路一样，KA 7541 也具有欠电压封锁功能，回差电压为 1.8V；可微调的内部带隙基准电压，启动电流和工作电流都很低，启动电流约为 $150\mu\text{A}$ ，工作电流约为 6mA。输出驱动也是图腾柱结构。

1. KA 7541 的内部结构框图

图 10-38 是 KA 7541 的结构框图。

集成电路的电源电压典型值为 14V，欠电压封锁的上升阈值 UV^+ 为 9.5V，下降阈值 UV^- 为 7.7V，回差电压为 1.8V。

驱动输出的最大电压为 15V，在负载电容 $C_L = 1\text{nF}$ 时，上升时间为 120ns、下降时间为 50ns 左右。驱动电流最大为 $\pm 300\text{mA}$ （拉电流及灌电流）。

电路的工作频率为 50kHz，预热频率为 65kHz，工作的死区时间为 $2.9\mu\text{s}$ 。

各引脚的功能及名称如下：

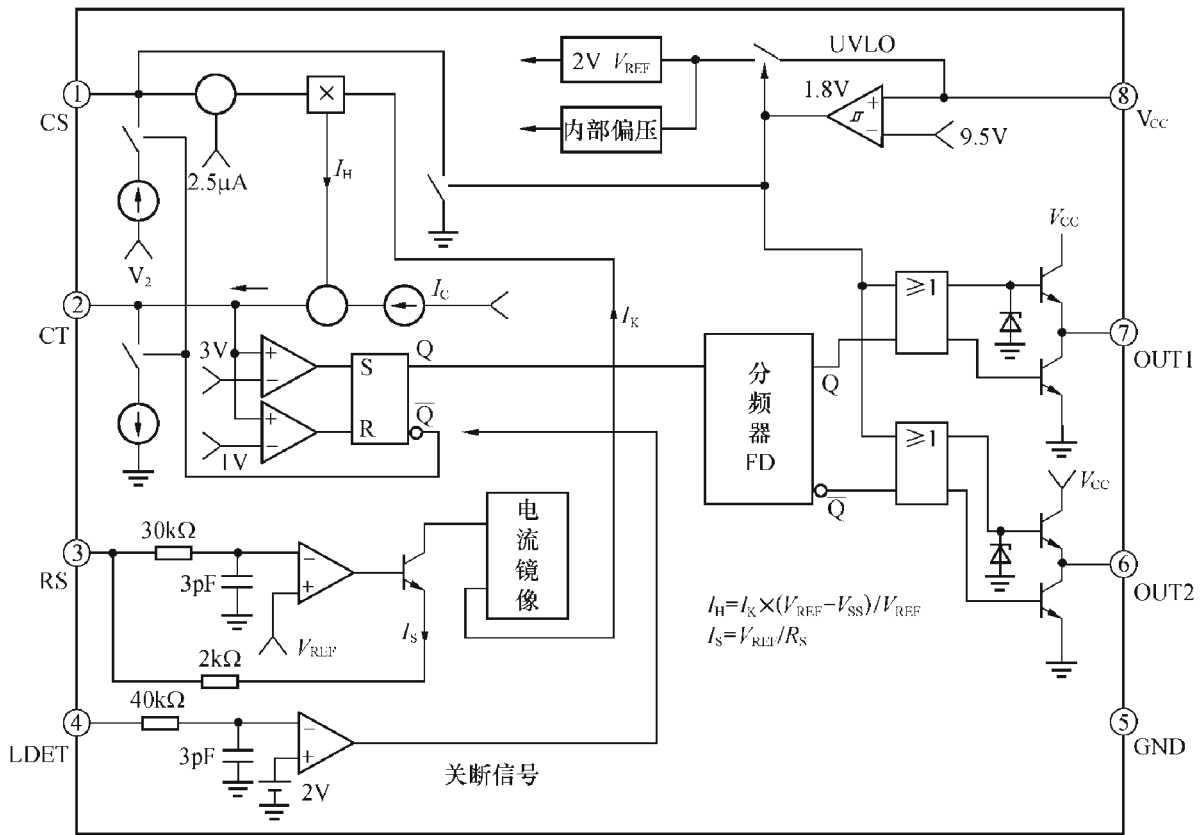


图 10-38 KA 7541 的结构框图

表 10-2 KA7541 的引脚功能

①	CS	软启动电容连接脚，此脚电压确定了软启动结束、正常工作开始的时间
②	CT	定时电容连接脚，由定时电容充电、放电来形成锯齿波，半桥振荡频率为锯齿波频率之半
③	RS	软启动电阻连接脚，此电阻值决定预热模式的初始预热频率
④	LDET	保护电路的输入脚，即检测灯管是否接入电路的引脚，如此脚电位低于 2V，则禁止栅极驱动器输出
⑤	GND	所有引脚的地电位
⑥	OUT2	大电流功率驱动器的输出，能驱动功率 MOS 管的栅极
⑦	OUT1	大电流功率驱动器的输出，能驱动功率 MOS 管的栅极
⑧	V _{CC}	逻辑及控制部分的电源

2. 各部分功能说明

(1) 启动电路

集成电路由整流后的直流电源经降压电阻 R_{st} 降压后提供，一旦集成电路工作、半桥逆变电路开始振荡后，由半桥的中点输出经电容 C 降压、二极管 VD_1 、 VD_2 整流后供给电容 C_{st} 以充电电流，得到低压直流电源，使集成电路工作，如图 10-39 所示。

图中 R_{st} 可以按以下方式选择：首先，在输入电压 (AC) 为最低时，能够向 V_{CC} 提供所需的上升阈值电压 UV^+ (最大为 10.5V) 及最大启动电流 $I_{st} =$

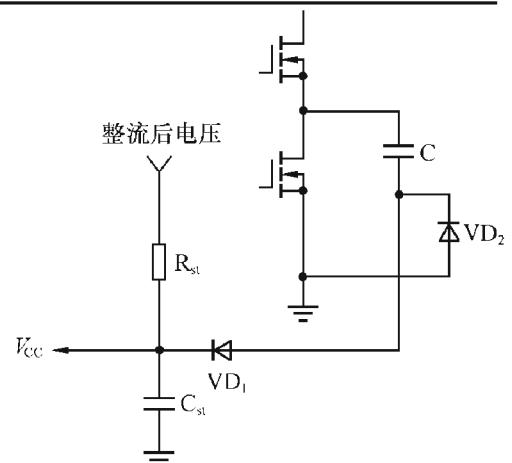


图 10-39 启动电路及电流泵电路

0.25mA。设最小交流输入电压为 85V，则

$$R_{st} \leq \frac{V_{in(min)} \times \sqrt{2} - UV^+}{I_{st}} = \frac{85\sqrt{2} - 9.5}{0.25 \times 10^{-3}} = 438.8k\Omega \quad (10-14)$$

其次， R_{st} 也不能太小，以免所消耗的功率太大，增加发热量。通常，在最大交流电压下， R_{st} 所消耗功率不能超过 $\frac{1}{2}W$ 。

即

$$\frac{(V_{in(max)})^2}{R_{st}} < \frac{1}{2}W \quad (10-15)$$

$$R_{st} > (265 - 14)^2 / 0.5 = 140k\Omega$$

本例中，选 $R_{st} = 150k\Omega$ 即可。

(2) 振荡器

振荡器电路如图 10-40 所示。当集成电路内部 RS 触发器 $Q=1$ 时（参看图 10-38）， $\bar{Q}=0$ ，开关 SW 断开，电容器 C_T 由 I_{CT} 充电， u_{CT} 电压线性上升， $\frac{\Delta u}{\Delta t} = I_{CT}/C_T$ ，当上升到 3V 时，上面比较器 C_2 输出高电平，使触发器复位 $\bar{Q}=1$ ，开关 SW 接通， C_T 以 $8I_{CT} - I_{CT} = 7I_{CT}$ 放电， u_{CT} 电压线性下降，当下降到 1V 时，比较器 C_2 输出高电平，将触发器置 1，电容 C_T 又以 I_{CT} 充电，如此周而复始。电容 C_T 上电压波形及输出（⑥、⑦脚）电压波形如图 10-41 所示。

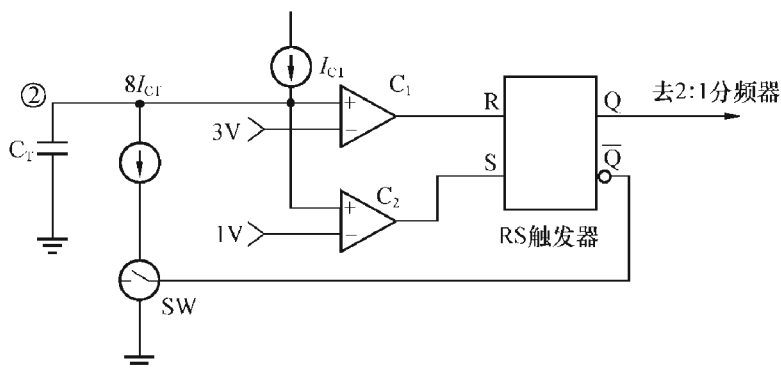


图 10-40 振荡器电路

经过 2 : 1 分频后，驱动半桥开关管栅极波形的频率是 C_T 锯齿电压波的频率之半。如 C_T 充电电流为 $I_{CT} = I_C = 50\mu A$ ， $C_T = 180pF$ ，比较器上限阈值为 3V，下限阈值为 1V，则锯齿电压幅度 $\Delta u = 2V$ ，电容 C_T 充电时间 ΔT_{ch} 可计算如下：

$$\frac{\Delta u}{\Delta t} = I_{CT}/C_T = 50\mu A/180pF, \text{ 令 } \Delta u = 2V,$$

$$\Delta t = \Delta T_{ch},$$

$$\Delta T_{ch} = \frac{\Delta u \times C_T}{I_{CT}} = \frac{2 \times 180 \times 10^{-12}}{50 \times 10^{-6}} = 7.2\mu s$$

$$(10-16)$$

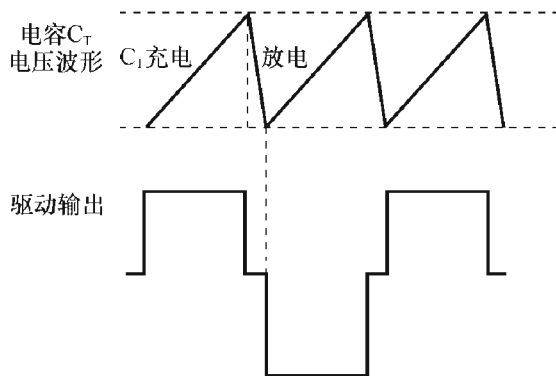


图 10-41 电容 C_T 上的电压及驱动输出波形

电容器放电时间 ΔT_{dis} 为充电时间的 $\frac{1}{7}$, 即

$$\Delta T_{\text{dis}} = \frac{1}{7} \Delta T_{\text{ch}} = 1.03 \mu\text{s}$$

半桥开关频率 f_{sw} 为

$$f_{\text{sw}} = \frac{1}{2(\Delta T_{\text{ch}} + \Delta T_{\text{dis}})} = \frac{1}{2 \times 8.23 \times 10^{-6}} = 61 \text{kHz}$$

在 $\Delta u = 1.86 \text{V}$, $I_{\text{CT}} = 50 \mu\text{A}$ 前提下, 不难看出, 可以由已知的 f_{sw} 值按以下公式计算 C_{T} 值。

$$C_{\text{T}} = \frac{10.94 \times 10^{-6}}{f_{\text{sw}}} \quad (10-17)$$

(3) 软启动

在 KA 7541 中, 开关频率由起始较高的预热频率线性下降到正常开关频率, 起始的预热频率可以根据所用灯管类型予以调节。KA 7541 的软启动线路如图 10-42 所示 (应同时参看图 10-38)。

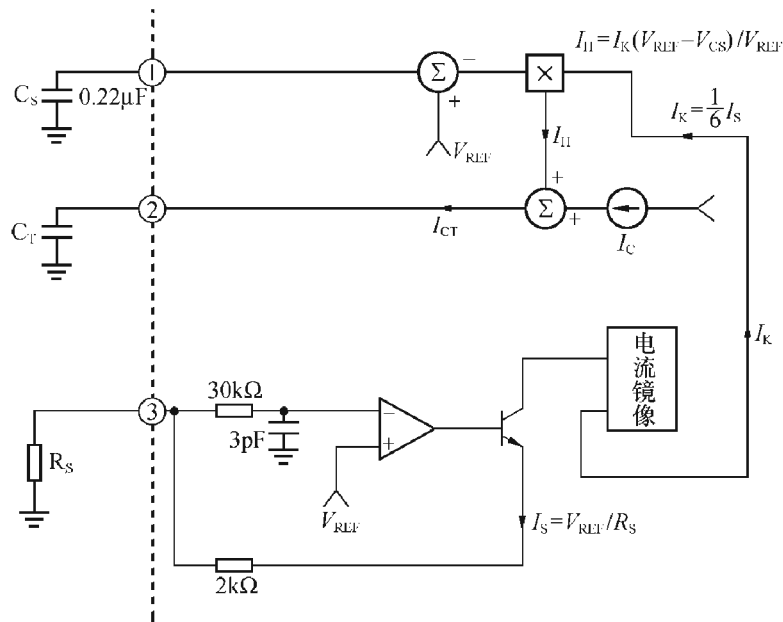


图 10-42 KA 7541 的软启动线路

振荡器充电电流 I_{CT} 由 I_{C} 及 I_{H} 之和组成。

$$I_{\text{CT}} = I_{\text{H}} + I_{\text{C}} = I_{\text{K}}(V_{\text{REF}} - u_{\text{CS}})/V_{\text{REF}} + I_{\text{C}}$$

$$I_{\text{K}} = \frac{I_{\text{S}}}{6} = \frac{1}{6} V_{\text{REF}}/R_{\text{S}} \quad (10-18)$$

在接通电源, V_{CC} 还未上升到工作电压即 $V_{\text{CC}} < UV^+$ (9.5V) 时, 电容 C_{S} 被放电 $u_{\text{CS}} = 0$ 。在 V_{CC} 到达工作电压之初, u_{CS} 尚未上升, 可视为 $u_{\text{CS}} = 0$, 与式 (10-16) 推导方法相似, 可以得到电容 C_{T} 充电电流为:

$$f_{\text{swpre}} = \frac{50 \times 10^{-6} + \frac{V_{\text{REF}}}{6R_{\text{S}}}}{4.25C_{\text{T}}} \quad (10-19)$$

随着 C_S 的充电， u_{CS} 将上升而 I_H 将逐渐减小（见式 10-18）， I_{CT} 逐渐向 I_C 靠近，当 $I_H = 0$ 时，开关频率达到其稳态工作频率值 f_{sw} 。

由上述分析知，预热频率初始值由 R_S 决定， R_S 值越小，则 I_S 越大， C_T 充电电流越大，预热的开关频率越高。预热时间 t_s 由电容 C_S 充电到 V_{REF} 所需时间决定。 V_{CC} 超过其上升阈值 UV^+ 时，电容 C_3 由恒流源 $313nA$ 充电，充电到 $V_{REF} = 2V$ 所需时间，亦即软启动预热时间 t_s 为

$$t_s = \frac{C_S \times V_{REF}}{i} = \frac{C_S \times 2}{313 \times 10^{-9}} \quad (10-20)$$

如 $C_S = 0.22\mu F$ ，则 $t_s = 1.40s$
 $C_S = 0.15\mu F$ ， $t_s = 0.96s$

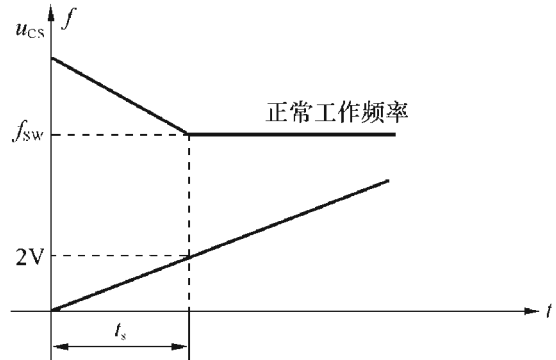


图 10-43 软启动时开关频率的变化情况

图 10-43 为软启动期间开关频率及 C_S 电压随时间变化情况。

(4) 无灯管保护

KA 7541 有一个检测灯管有无的管脚 LDET (4)，当该脚电位低于 $2V$ 时，则在集成电路内部由与 LDET 所接的比较器输出关信号，使振荡器停振，功率 MOSFET 停止开关转换，OUT1、OUT2 输出为低电平。如有灯管连接时，则由图 10-44 知，送到 LDET (4) 脚的电压为

$$V_4 = V_{DC} \times \frac{R_{19}}{R_{14} + \frac{R_{15} + R_{18}}{2} + R_{19}}$$

式中，忽略灯丝电阻不计，如 $V_{DC} = 400V$ ， $R_{19} = 15k\Omega$ ， $R_{14} = 180k\Omega$ ， $R_{15} = 330k\Omega$ ， $R_{18} = 680k\Omega$ ，则 $V_4 = 8.6V$ ，超过 $2V$ 的阈值，电路将正常工作。

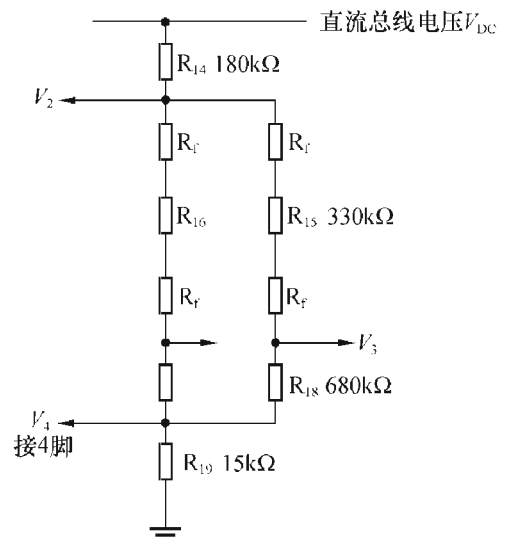


图 10-44 检测灯管有无的电阻网络

3. KA 7541 的应用电路

图 10-45 是用 FAN 7527 有源功率因数校正电路及 KA 7541 组成的 $2 \times 30W$ 的电子镇流器电路。电路元件参数附后。有关电路的说明如下：

电源部分：输入电源经 EMC 滤波网络 L_1 、 C_1 、 C_2 、 C_3 、 C_4 以及压敏电阻 R_V ，在电网电压出现瞬时尖峰脉冲时能起到削波限幅的作用，负温度系数的热敏电阻 NTC 可限制电源接通瞬间电解电容充电的浪涌电流，热态下其阻值较小，但仍消耗一定的功率。

两个集成电路均由启动电阻 (R_3 、 R_{12}) 供电，在启动电容 C_6 、 C_{10} 上得到低压电压源，当 IC_1 (FAN 7527) 工作正常后，由 L_2 的副绕组经 R_6 限流， VD_6 、 C_6 整流，供给 IC_1 以低压电源。而 IC_2 工作后，半桥中点经 C_{14} 降压， VD_7 、 VD_8 整流，由稳压二极管 ZD_1 稳压，供给 IC_2 以低压电源。

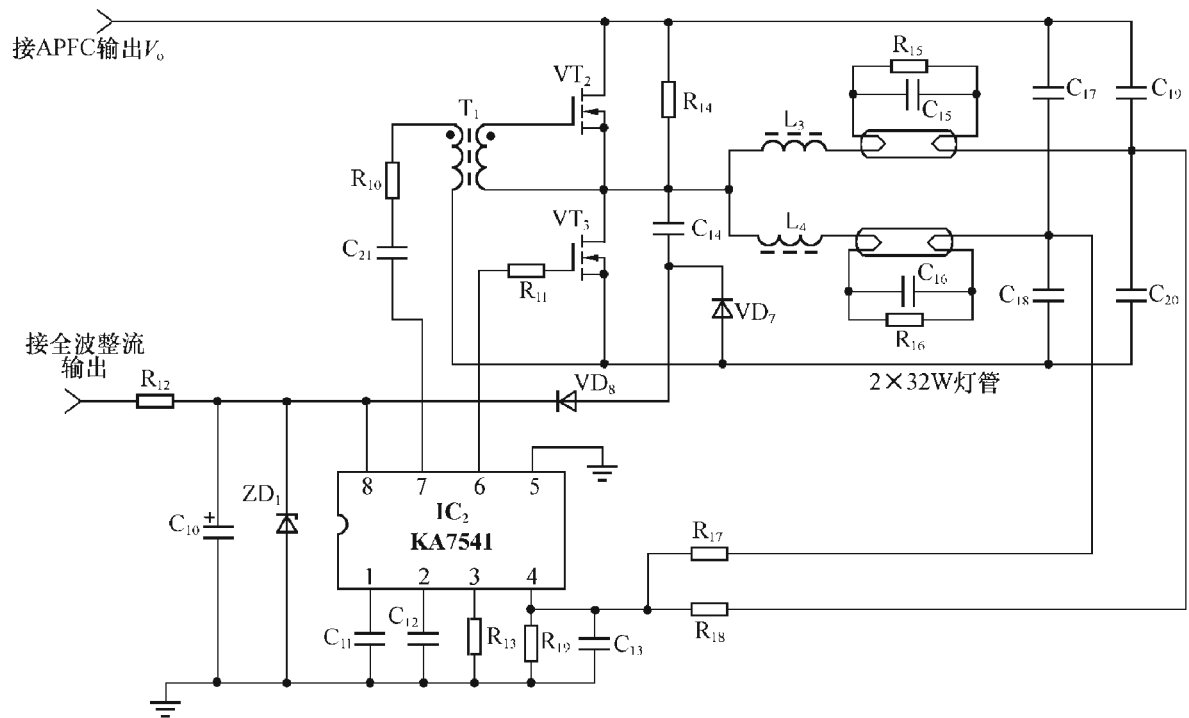
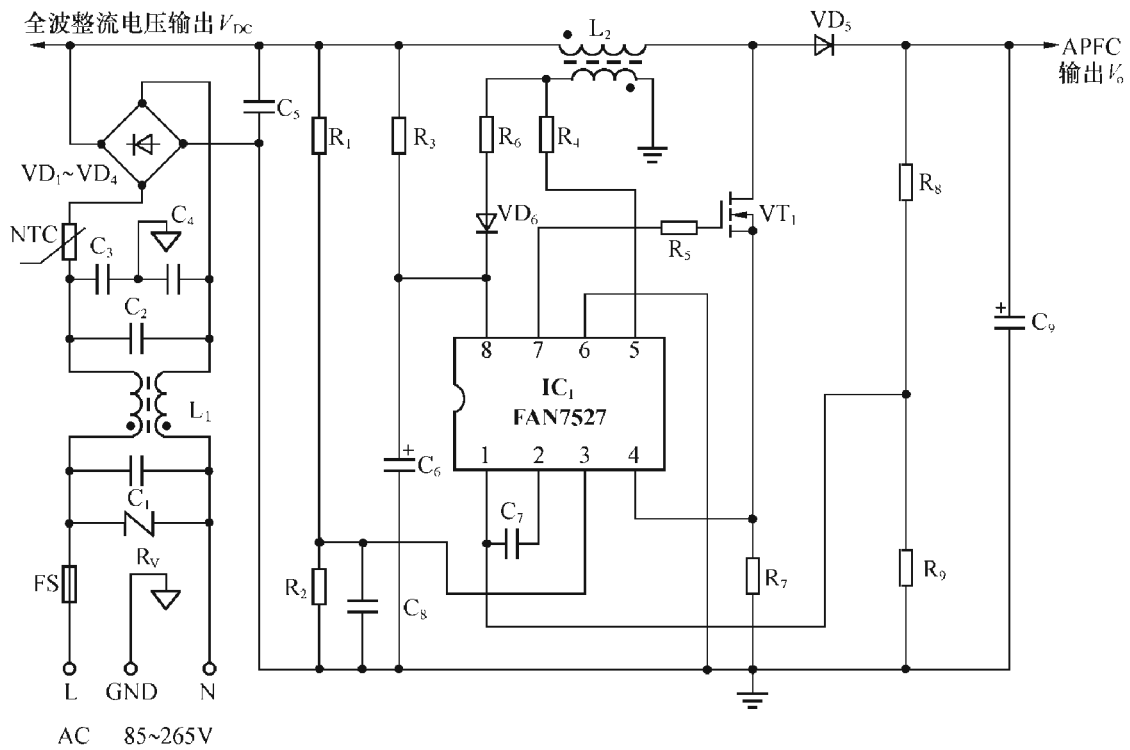


图 10-45 KA 7541 的应用实例 (2×32W 镇流器)

由 KA 7541 的 OUT1 通过经变压器的副绕组来驱动高端 MOS 管的栅极。也可以将 OUT1 与 OUT2 连到变压器的初级，而用它的两个副绕组分别驱动半桥逆变电路的两个功率开关管的栅极，后面我们将在 KA 7543 的应用电路中给出其具体的接线方法（见图 10-54 中的 T₂）。

其余部分的工作前面已经提及，不再重复。表 10-3 给出了图 10-45 中各元件参数。

表 10-3

图 10-45 的元件一览表

元 件	参 数	元 件	参 数
R ₁	2.7MΩ $\frac{1}{4}$ W	C ₁₄	1nF /630V
R ₂	18kΩ $\frac{1}{4}$ W	C ₁₅ 、C ₁₆	4700pF/1kV
R ₃ 、R ₁₂	150kΩ 1W	C ₁₇ 、C ₁₈ 、C ₁₉ 、C ₂₀	6n8/630V
R ₅ 、R ₁₀ 、R ₁₁	47Ω $\frac{1}{4}$ W	VT ₁ 、VT ₂ 、VT ₃	500V、6A、FQPF6N50
R ₄ 、R ₁₃	22kΩ $\frac{1}{4}$ W	VD ₁ 、VD ₂ 、VD ₃ 、VD ₄	1N4007
R ₆	3.3Ω $\frac{1}{4}$ W	VD ₅	UF4007、1A、1kV
R ₇	0.2Ω 1W	VD ₆	1N4148、75V、150mA
R ₈	1.2MΩ $\frac{1}{4}$ W	VD ₇ 、VD ₈	1N4739、600V、1A
R ₉	电位器 10kΩ	ZD ₁	1N4744、15V、1W
R ₁₄	180kΩ $\frac{1}{4}$ W	L ₁	45mH, 共模电感
R ₁₅ 、R ₁₆	330kΩ $\frac{1}{4}$ W	L ₂ 590μH (62T: 5T)	EI3026
R ₁₇ 、R ₁₈	680kΩ $\frac{1}{4}$ W	L ₃ 、L ₄	3.1mH (120T) EI 2820
R ₁₉	15kΩ $\frac{1}{4}$ W	T ₁	1.2mH (30T: 60T) EE1614
C ₁ 、C ₂	150nF/275V AC	FS	250V 3A
C ₃ 、C ₄	2200pF/3KV Y 电容	R _V	470V
C ₅	0.22μF/630V	NTC	10Ω 10D09
C ₆ 、C ₁₀	47μF/35V	C ₁₁ 、C ₂₁	0.22μF/25V 陶瓷
C ₇	0.33μF/25V	C ₁₂	180pF/25V 陶瓷
C ₈	1nF/25V 陶瓷	C ₁₃	0.1μF/25V 陶瓷
C ₉	47μF/450V 电解		

二、具有反馈调光功能的镇流器控制器 KA 7543

与 KA 7541 相比, KA 7543 的功能要强得多, 它具备了为智能电子镇流器系统提供实现宽范围调光 (遥控调光)、软启动、恒定功耗所必须的一切功能。它的尺寸较小, 所需外接元件不多, 而功能很强。它的电流反馈控制法 (Current feedback control method) 是很有特点的。集成电路内部的软启动线路, 可以不用外接分立元件。电压控制的软调光线路, 能在很宽范围内调节灯的光输出。此外, 它还有一些保护功能, 如无灯管保护、异常保护、单灯检测、欠电压封锁以及装灯后自动再启动等功能。

1. KA 7543 的结构框图

图 10-46 是 KA 7543 的结构框图。

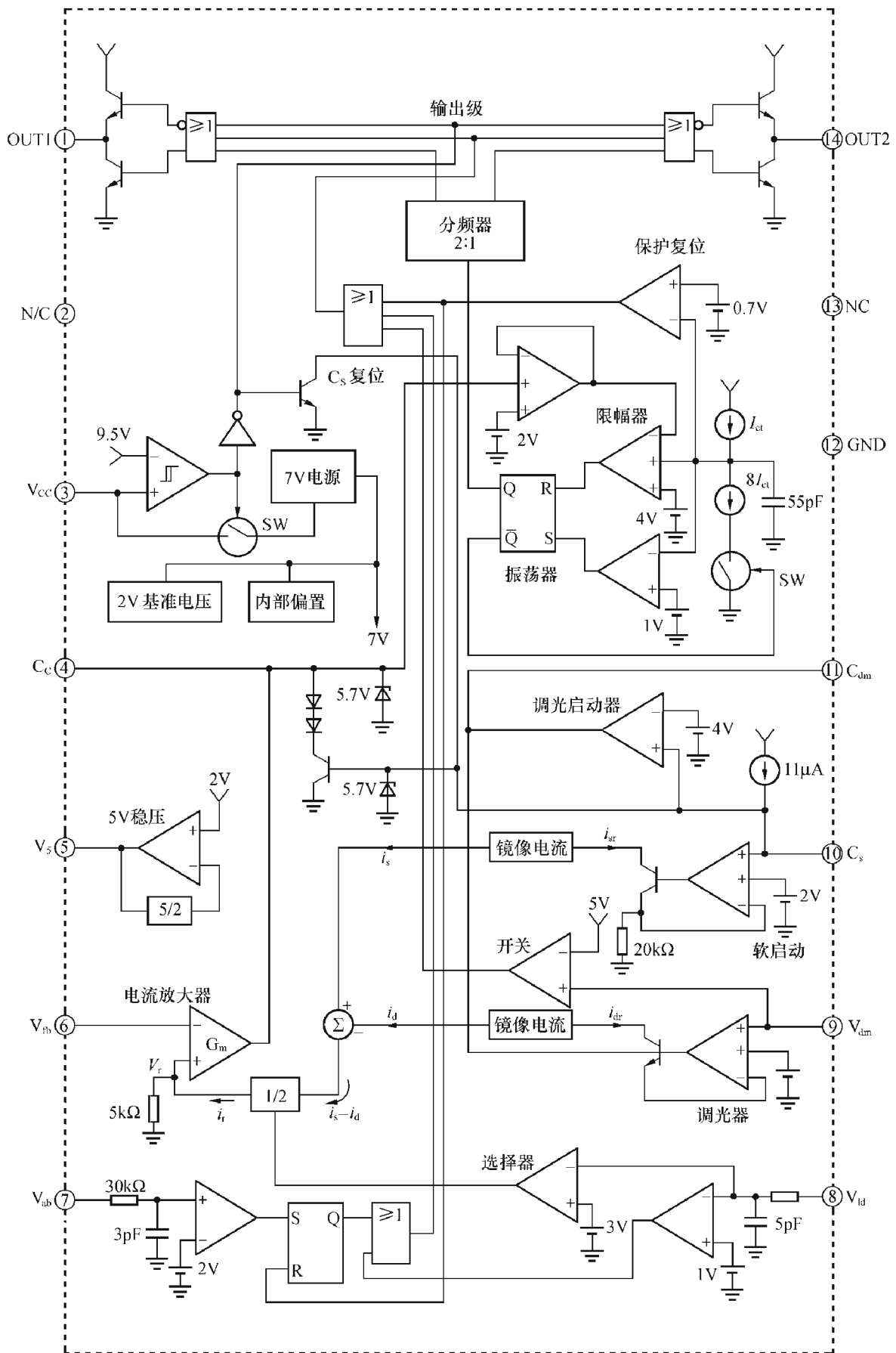


图 10-46 KA7543 结构框图

同 KA 7541 一样，电源电压典型值为 14V，欠电压封锁的上升阈值 UV^+ 为 9.5V，回差电压为 1.8V，启动电流最大为 0.27mA，动态工作电流 ($f_0=50\text{kHz}$, $C_L=1\text{nF}$) 为 8mA，最大为 12mA。振荡器频率为 45kHz，软启动频率为 77kHz。调光电压范围为 2V，起始调光电压为 4V，内部基准电压为 2V，输出的基准电压为 5V。

各引脚名称及用途如表 10-4 所示：

表 10-4 KA7543 引脚功能

引脚号	名称	引脚功能	引脚号	名称	引脚功能
①	OUT1	驱动输出 1	⑧	V_{id}	灯管检测输入
②	N/C	未接	⑨	V_{dm}	调光控制输入
③	V_{CC}	电源输入	⑩	C_s	软启动时间控制输入
④	C_c	补偿输入	⑪	C_{dm}	软调光控制输入
⑤	V_s	5V 电压源	⑫	GND	地
⑥	V_{fb}	负反馈输入	⑬	NC	未接
⑦	V_{ab}	异常保护输入	⑭	OUT2	驱动输出 2

2. 各部分的功能与原理说明

(1) 欠电压封锁 (UVLO)

KA 7543 同 KA 7541 一样，也有欠电压封锁功能，其上升阈值为 $UV^+ = 9.5\text{V}$ ，只需提供很低的启动电流，典型值为 $200\mu\text{A}$ ，最大为 $270\mu\text{A}$ 。在 V_{CC} 尚未达到 UV^+ 前，UVLO 输出低电平，经倒相后，使三极管导通，输出 C_s 复位信号， C_s 被放电到 0，同时封锁输出。当 V_{CC} 超过 UV^+ 后，欠电压封锁 (UVLO) 线路输出高电平使开关 SW 接通，从而给出基准电压 2V 及整个电路所需要的偏置电源 (图 10-47)。

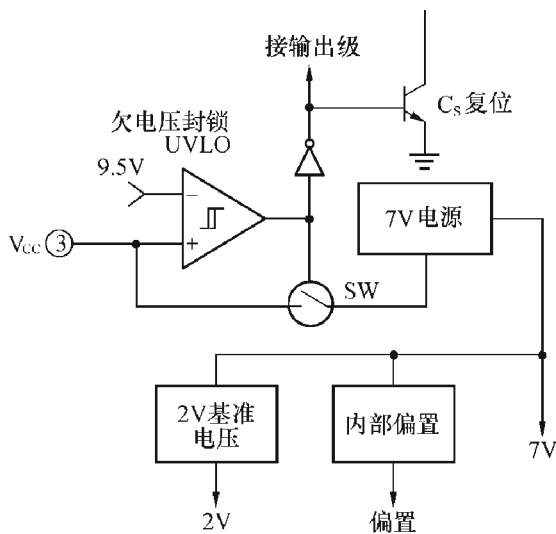


图 10-47 欠电压封锁电路 (UVLO)

(2) 软启动

电路如图 10-48 所示，软启动电路对启动电容 (接于 ⑩脚) C_s 充电，其电压 u_{CS} 线性上升，并由电流 i_s 形成基准电压 V_r 。

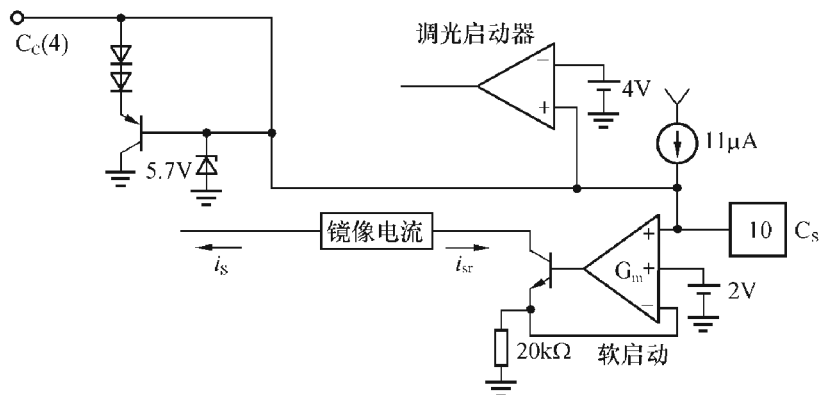


图 10-48 软启动线路

软启动的最大初始频率由电容 C_C 的电压 ($V_{be} + 2V_d$) 决定, 随着 C_S 的充电, 软启动频率线性下降, 直到 u_{CS} 达到 $2V$ 为止, 这一点同 KA 7541 是完全一样的。此后工作频率由反馈基准电压 V_r (图 10-46 中与⑥脚相接的电流放大器的正输入端电压) 决定。

软启动时间由电容 C_S 大小决定, 如 $C_S = 4.7\mu F$, 则软启动时间

$$t_s \frac{\Delta V \times C_S}{i} = \frac{2 \times 4.7 \times 10^{-6}}{11 \times 10^{-6}} = 0.87s$$

在软启动期间, 随着 u_{CS} 的上升, V_r 亦上升, 同时使④脚电位 u_C 亦上升, 振荡器的电容 C_T (在图 10-49 中 $C_T = 55pF$) 上升电压的上限值加大, 从而使振荡频率下降。

如果开始调光, 则调光电流 I_d 与 I_s 相减 (或相加), 它们共同作用改变 V_r , 从而影响灯的工作频率、灯电流及灯功率, 由此便可达到调光的目的。

(3) 振荡器

电路如图 10-49, 振荡器含有两个比较器, 其充电与放电时间之比为 $7:1$, 由充电、放电电流大小决定, 充电电流为 I_{CT} , 而放电电流为 $7I_{CT}$, 这同 KA 7541 也是一样的。一个比较器的基准电压为 $1V$, 确定充电的起始电压 (或放电的最终电压), 而充电的最大电压由另一个比较器决定, 它接收反馈输出 (KA 7543 的④脚电压一来自⑥脚放大器的输出) 作为其上限电压, 最小为 $2V$, 决定最高频率, 最大为 $4V$, 决定最低频率。因为上限电压越高, 充电时间越长, 故其频率越低。

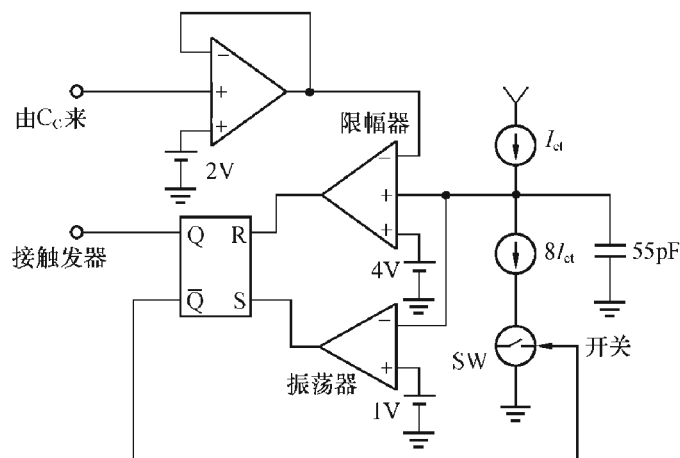


图 10-49 振荡器电路

在这里限定上限电位最小为 $2V$, 以限定其最高频率, 目的保证在集成电路非正常运用时, 频率也不至太高, 镇流器系统能工作在零电压开关 (ZVS) 运用状态。 I_{CT} 是一种受控电流 (Fusing Current), 能保证系统频率稳定。

(4) 调光控制

调光线路如图 10-50 所示。

当⑩ (C_S) 脚 V_{CS} 电压为 $4V$ 时, 调光启动器工作, 开始调光。而调光工作由⑪脚调光电容器 C_{dm} 上电压决定。即使调光电压起伏很快, 调光点将随 C_{dm} 充电放电时间而定。调光控制电压由⑨脚 V_{dm} 决定, 当电压为 $2V$ 时, 为全调光, 即完全变暗; 当电压为 0 时, 为最亮。通过调光输入可使输出在通/断之间转换, 即一个调光端既可以作为调光用, 又可以作为亮度开关使用。

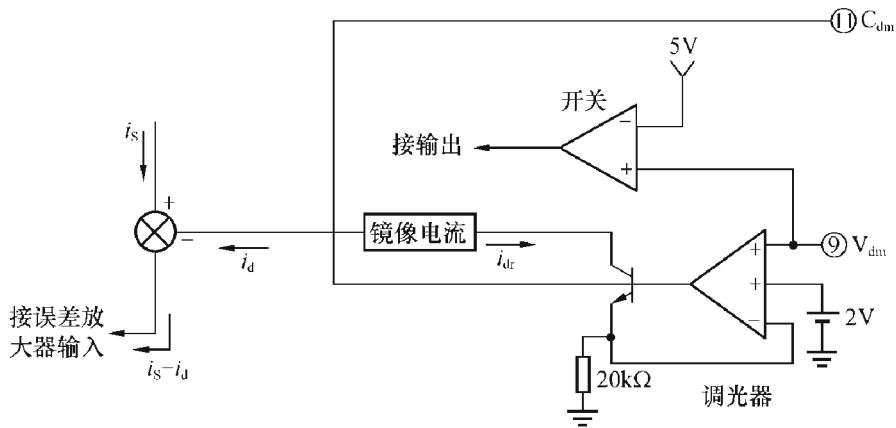


图 10-50 调光线路

(5) 输出驱动级

KA 7543 的输出要用变压器来驱动半桥逆变器的高端及低端开关管的栅极，即用 OUT1、OUT2 来驱动变压器的原边，由变压器的两个次级分别来驱动开关管 VT_2 、 VT_3 （如图 10-54 所示）的栅级，OUT1、OUT2 间有死区时间，它们不会同时输出高电平信号，可保证两个功率开关管不会同时导通。

振荡器的输出经 2:1 分频后驱动含有图腾柱的输出级，末前级为一个或门，或门的其它输入端应为低电平，图腾柱的输出由 OUT1、OUT2 引出。开关管的工作频率是振荡器的频率之半。

当不发生欠电压封锁即 V_{cc} 超过 UV^+ ，同时电路没有异常现象，异常保护锁存器为低电平，而且无灯管检测的输出也为低电平时，电路才正常工作。只有这时，OUT1、OUT2 才会有输出。否则，OUT1、OUT2 将会被封锁，没有输出。

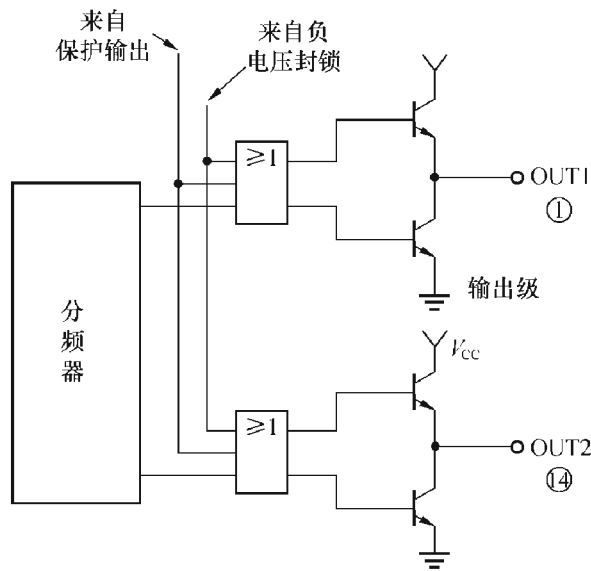


图 10-51 KA7543 的输出级

(6) 无灯管保护

无灯管保护及异常状态保护级如图 10-52 所示。无灯管时灯管检测输入 V_{ld} （⑧脚）低

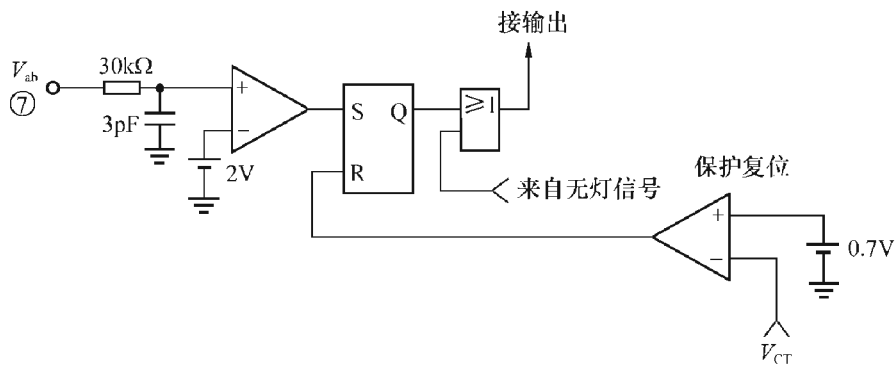


图 10-52 异常保护及无灯管保护电路

于 1V，比较器输出为高电平，它与异常保护输出经或门相“或”后送输出级，此或门输出一旦为高电平，则禁止 KA 7543 输出，从而可以防止功率开关管损坏。

(7) 异常保护

如图 10-52 所示，当有异常状态时，⑦脚 V_{ab} 电位高于 2V，比较器输出高电平，RS 锁存器置 1，或门输出为高电平，禁止 KA 7543 输出。OUT1、OUT2 输出均为低电平，功率开关管不工作。异常保护的检测电压为 2V。当 V_{CT} 低于 0.7V 时，可将 RS 锁存器复位，关断 V_{CC} 。重新启动，即可使保护复位。

(8) 灯管选择级

此级的作用是在一管或二管工作时，选用不同的反馈基准电压 V_r ，当两个灯管工作时， V_{ld} 电压超过 3V，选择比较器输出为低电平，使 $\frac{1}{2}$ 分流器不工作；而当一个灯管工作时， V_{ld} 电平低于 3V，选择比较器输出为高电平，使 $\frac{1}{2}$ 分流器工作，确定的 V_r 值较小。两管单管的比较基准电压为 3V。

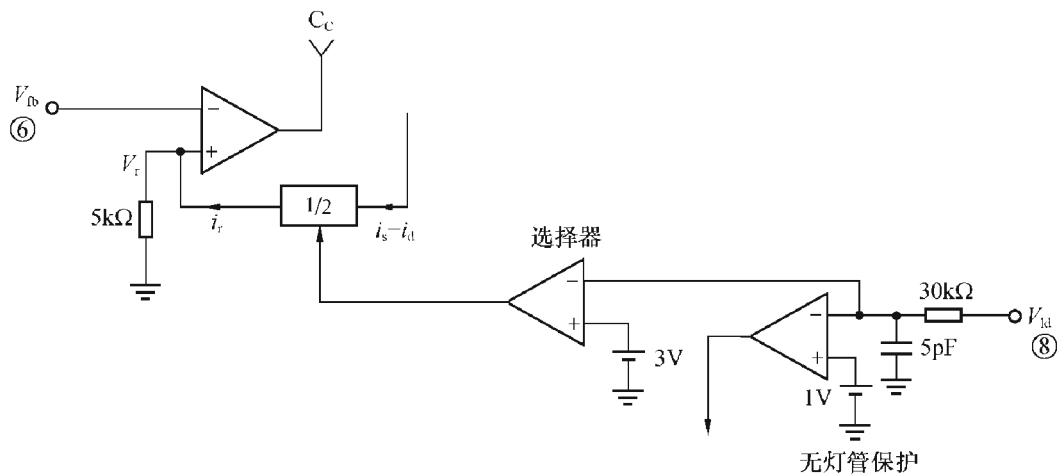


图 10-53 灯管选择级

3. KA 7543 的应用电路

KA 7543 的应用电路如图 10-54，有关它的说明，前面在各部分的工作原理说明中已经分别介绍过，有关功率因数校正电路 KA7526 的工作原理前面也已讨论过，这里不再重复。

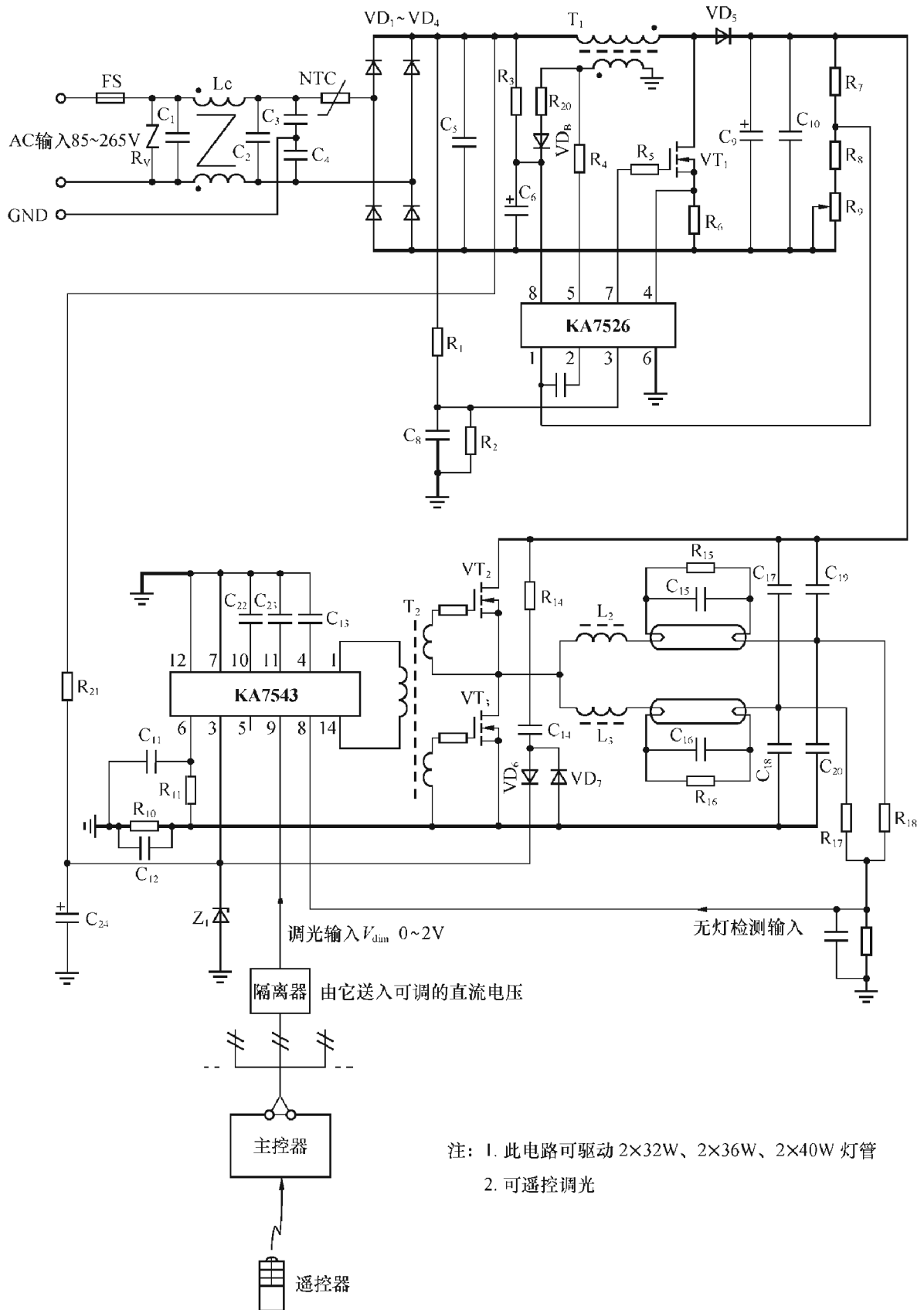


图 10-54 KA7543 应用电路

第六节 半桥控制器及驱动器 MC33157

MC33157 是 Motorola 公司推出的一种半桥控制器，用来驱动管状荧光灯，它具有为实现电子镇流器工作所需要的各种功能。MC33157DW 为表面贴装形式，有 16 条引脚，可驱动 10A/500V 的功率 MOS 管，工作频率可高达 250kHz。

一、MC33157 的特点

- ① 主振荡器是电流控制的，只要外接一个电阻，就可以建立起振荡，能很容易调节频率，从而达到调光的目的。
- ② 内部有灯丝预热定时控制，一般预热定时电容量小于 470pF。
- ③ 由外接的无源元件可以控制镇流器按预热、触发启辉及稳态的顺序工作。预热、触发启辉及稳态工作的频率是不同的，在触发启辉时，频率是变化的（扫频）。这种集成电路适合于任何一种串联谐振的拓扑形式。
- ④ 内部有专用的比较器，能对灯是否已经触发启辉进行检测，作出判断。
- ⑤ 有数字复位 RESET 引脚，能使系统快速复位（小于 $10\mu\text{s}$ ），当 RESET 引脚为零电平时，两个输出 MOS 管均处于“关”态。
- ⑥ 死区时间可调。
- ⑦ 有内部带隙基准电源提供基准（参考）电压，此电压可微调，在 $-20^\circ\text{C} \sim 85^\circ\text{C}$ 温度范围内仅有 2% 的误差。
- ⑧ 对低端及高端外接功率 MOS 管栅极可提供 300mA 及 250mA 的驱动电流，由于采用图腾柱结构，对漏极电流为 8A 的 MOS 管提供高达 1A 的驱动容性栅极负载电流，上升时间仅为 30ns。

MC33157 的简化框图如图 10-55 所示。

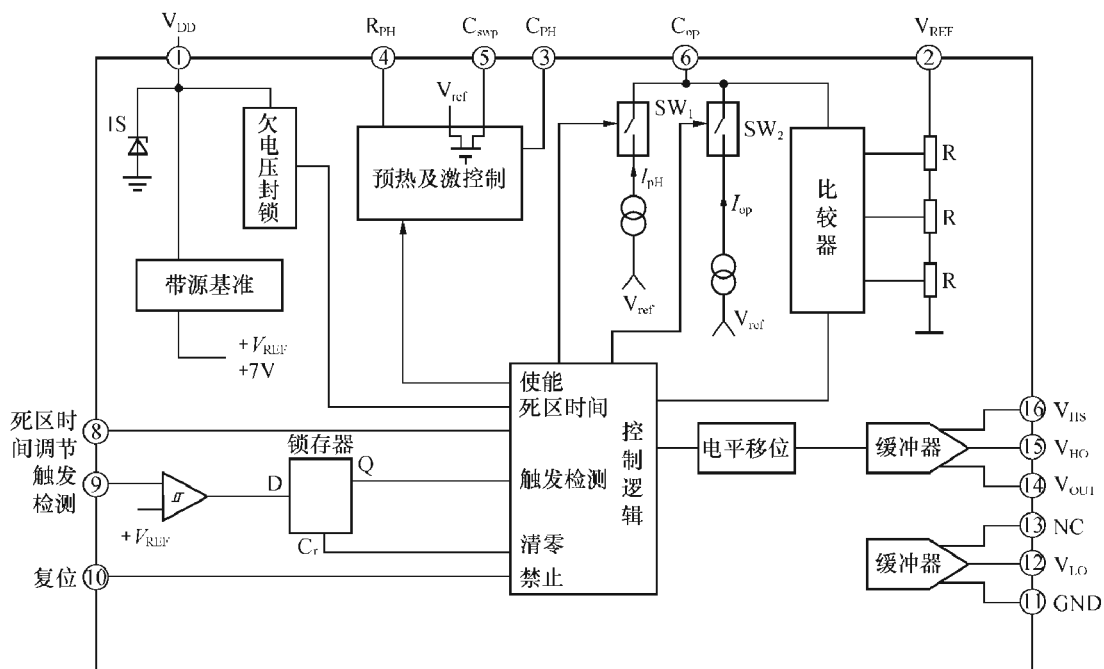


图 10-55 MC33157 的简化框图

二、各引脚名称及功能说明

①脚 V_{DD} 电源输入端。由此脚提供线路以直流电源，该脚电压由内部接地的齐纳二极管予以钳位，不能用低内阻的直流电源供电，但可以串接电阻予以限流。建议在靠近 V_{DD} (1) 引脚处接电解电容器旁路到地。

②脚 V_{REF} 基准电压输出。此脚有内部 7V 带隙 (Band Gap) 基准电压，它能给出高达 25mA 的电流。该脚可用 220nF 的陶瓷电容去耦。

③脚 C_{PH} 确定预热时间的电容。此电容有两个定时作用：灯丝预热时间 T_{PH} 及再启动循环时间 T_{SK} 。电容 C_{PH} 由恒电流充电，必须减小此脚的漏电流。

④脚 R_{PH} 预热和触发启辉频率的调节电阻。电阻 R_{PH} 连同 R_{ENDSWP} 确定灯丝预热频率 ($f_{PH} = f_1$)， R_{ENDSWP} 确定触发启辉频率 ($f_{ENDSWP} = f_2$)，在扫频期间频率由较高的预热频率 f_1 向较低的触发启辉频率 f_2 变化。通常 f_1 远离 LC 谐振频率，而 f_2 接近此谐振频率，可以在灯管上产生高电压，将灯管启辉。

⑤脚 C_{SWP} 扫频定时电容。它确定由 f_1 到 f_2 定时时间，由于此电容是由一个小的恒流源来充电的，必须设法减小此脚的漏电流，以获得所希望的定时时间。

⑥脚 C_{OP} 振荡电容。此脚所接电容确定控制器稳态工作频率 f_3 ($f_3 = f_{OP}$)，因为电容由一个小的恒流源充电，故必须设法减小此脚的漏电流，建议此电容采用聚酯碳膜电容。

⑦脚 ICO 调整稳态时工作频率的电流输入。在电路中采用电流控制振荡器 (ICO)，由 V_{REF} 经 R_{OP} 送入此脚的电流能控制电路的工作频率，电流的调节范围为 $1 \sim 500 \mu A$ 。调节 R_{OP} 可以改变电路的工作频率。如在此脚另加辅助电压，可以实现调光功能。

⑧脚 DTA 死区时间调整。此脚可调节高端驱动与低端驱动电压之间的死区时间。

⑨脚 SD 触发启辉检测。此脚驱动一个比较器，在集成电路内部的比较器接有固定的基准电压，如由于灯管被触发启辉，此脚将检测到电压向下变化的趋势，比较器动作，频率将由原来受 R_{PH} 及 R_{ENDSWP} 控制的值变为受 R_{OP} 控制的稳态值。如灯未被触发启辉，即未检测到电压向下变化的趋势，系统将重复扫频四次，连续四次触发。如仍未能将灯启辉，则不再扫频触发。

或者复位，或者将 V_{DD} 短间接地，系统将再次启动，输入的信号可以是数字逻辑电平，也可以是由零上升到 $+V_{REF}$ 然后又下降到零的模拟信号。不论哪种情况，正脉冲的宽度至少为 $1 \mu s$ 。设计 PCB 板图时，应设法将此脚的噪声减小到最低。

⑩脚 \overline{RESET} 复位输入。将此脚置于逻辑 0 电平 (HCMOS 低电平)，则线路复位，两功率管处于关状态。复位信号过后，开始扫频及灯触发启辉过程，但不进行灯丝预热。复位信号最小脉冲宽度要求为 $10 \mu s$ 。此脚内部未加滤波，一个很小的脉冲就会启动复位程序，设计者最好能保证不会有噪声或寄生脉冲加到复位脚。将 V_{DD} 短间接地，可以开始一个完整的再启动过程，包括灯丝预热在内。

集成电路内部有一个 $20 \mu A$ 的上拉电流，将此脚回复到逻辑 1 电平，如设计者不利用复位功能，可以将此脚开路。为避免输出驱动器处于不受控状态，建议在此脚建立一个 10ms 宽脉冲的低电平。事实上，只要有 $10 \mu s$ 宽的脉冲，复位脚就可以起作用，但是当 V_{CC} 电源为高电压 (300V) 时，来自电源的电压变化，有可能使此脚随机工作，产生误动作。

⑪脚 GND 地，零电压参考点。因为在电路中有变化很快的大电流存在，系统只允许

单端接地。

- ⑫脚 V_{LO} 低端驱动输出。此脚提供 V_{GS} 信号，驱动低端功率 MOS 管。
- ⑬脚 NC 未接。
- ⑭脚 V_{OUT} 高端公共端，半桥输出。此脚连到半桥输出并且是高端开关的公共端。
- ⑮脚 V_{HO} 高端驱动输出。此脚提供 V_{GS} 信号，驱动高端功率 MOS 管。
- ⑯脚 V_{HS} 高端自举电源。高端开关的栅极驱动由此电压提供电源。

三、电路各部分的功能说明

1. 电源

连到①脚的电源能提供控制器集成电路以直流能量，电路有欠电压封锁功能（UVLO），为使集成电路工作，输入电压必须超过 12V（ UV^+ ），电压变化的速率 dv/dt 无关紧要，只要不超过 1V/ns 就行。在 12V 以前，系统处于关状态；当超过 12V 以后，并且维持在不低于 8.5V 的电压范围以内，集成电路内部功能都正常。一旦电压下降到 8.5V（ UV^- ）以下，系统即停止工作。

①脚内部接有齐纳二极管，它能吸收短时间的电压尖峰，并将输入电压钳定在 15V 上，但在 MC33157 外部必须加保护措施，在最坏的情况下能把电流限制在 15 mA 以下，当电源电压在宽范围应用时，这一点尤为重要。建议在①脚与地之间再接一个 15V 的钳位二极管，以防止浪涌电流流入内部的钳位二极管。

大多数情况 V_{DD} 电压是由直流电压经降压、限流提供的，并接有一个 $22\mu\text{F}/25\text{V}$ 的电解电容器予以滤波。

2. 灯丝预热

在荧光灯启动时必须给灯丝预热，以有利于荧光灯触发启辉，延长灯管的寿命。灯的预热由控制器控制，以得到设计者所希望的定时时间。图 10-56 是灯丝预热定时电容 C_{PH} 充电电路。

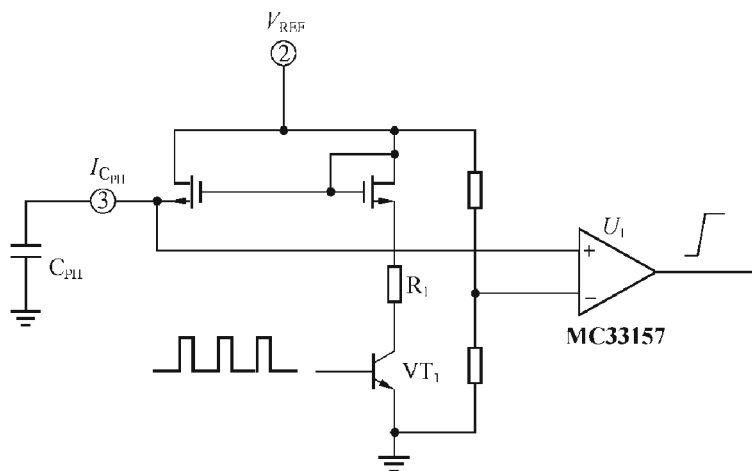


图 10-56 灯丝预热定时电容 C_{PH} 的充电电路

图中镜像恒流源一端接②脚（ V_{REF} ），一端则接 R_1 ，所以流过 VT_1 的电流由 R_1 确定。

为了用小容量电容（一般 $C_{PH} < 470\text{nF}$ ）取得较长的预热定时（可达 2s ），集成电路内部用一个特殊的脉冲电流来控制 VT_1 的导通与否，只有 VT_1 导通时 C_{PH} 才充电，充电过程如图 10-57 所示。

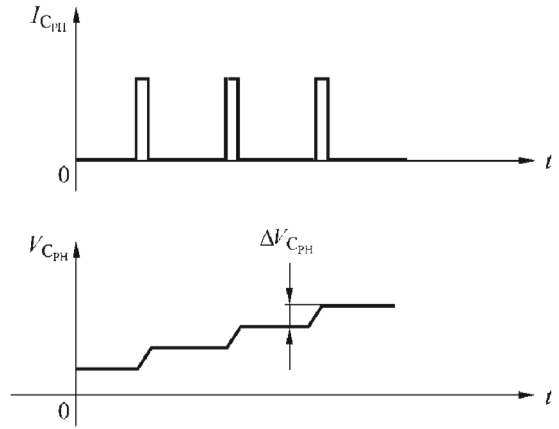


图 10-57 由脉冲电流对 C_{PH} 充电波形

脉冲电流由集成电路的主脉冲引出，其占空比（ $\delta = \text{脉宽}/\text{周期}$ ）为常数， $\delta = 1/16$ 。当 C_{PH} 上的电压上升到 5V 时，具有回差电压为 2V 的内部比较器翻转，结束预热。因为电流是恒定的，故预热时间 T_{PH} 可以求出：

$$T_{PH} = C_{PH} V_{C_{PH}} / (I_{C_{PH}} \delta) \quad (10-21)$$

如取 $I_{C_{PH}} = 16\mu\text{A}$ ， $V_{C_{PH}} = 5\text{V}$ ， $\delta = 1/16$ ，当 T_{PH} 已经确定时，则可求得 C_{PH} ：

$$C_{PH} = T_{PH} I_{C_{PH}} \delta / V_{C_{PH}} = T_{PH} \times 10^{-6} / 5$$

例如，如要求 $T_{PH} = 750\text{ms}$ ，则 $C_{PH} = 150\text{nF}$ ；反之，改变 C_{PH} 时，就可调整 T_{PH} 值。

在要求 T_{PH} 值较大时，应设法降低电容 C_{PH} 漏电流（小于 10nA ），PCB 板材的质量及其加工工艺也要好一些。

根据上面的讨论我们知道，当电容 C_{PH} 上的电压上升到 5V 时，图 10-56 中集成电路内部的比较器翻转为高电平，系统开始扫频模式，频率由较高的 f_1 向较低的 f_2 变化，在接近 LC 谐振频率时，将灯触发启辉进入稳态。图 10-58 给出了 MC33157 在启动过程各个状态中频率变化的情况。

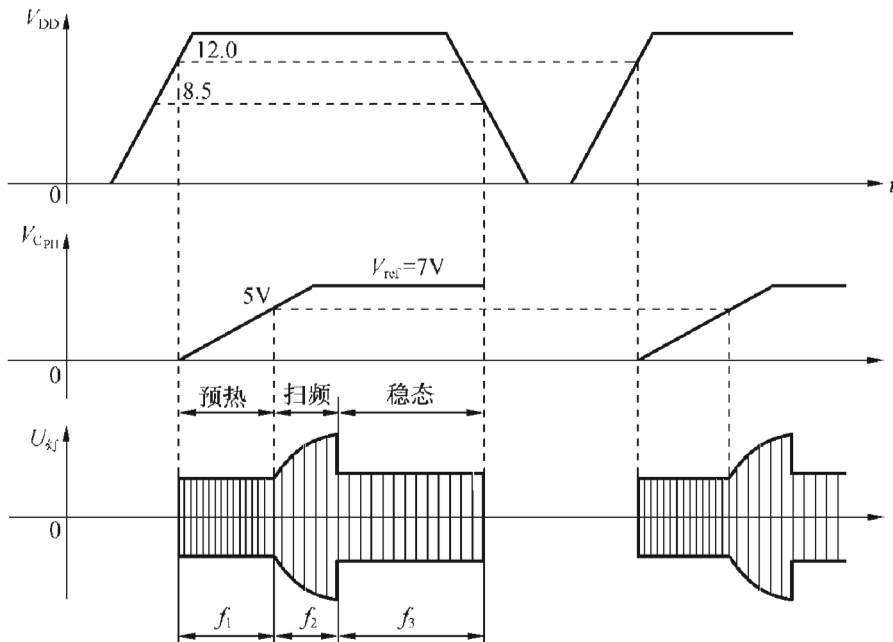


图 10-58 系统在启动过程中的频率变化

3. 振荡器

上述频率的变化是由电流控制的振荡器（ICO）产生的，振荡器的频率由流过外接电容 C_{OP} （接集成电路的 6 脚）的充电电流来确定。在不同阶段，可以通过集成电路内部的电子

开关 SW_1 、 SW_2 及三极管 VT_1 来控制流过 C_{OP} 的充电电流，如图 10-59 所示。

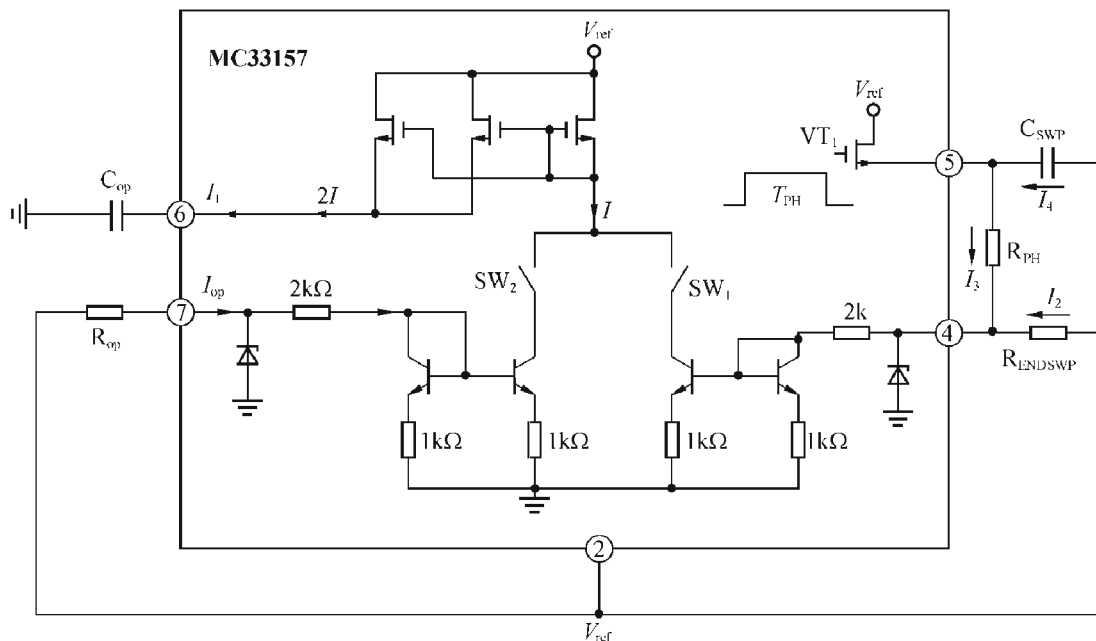


图 10-59 对电容 C_{OP} 充电的控制电路

在不同状态下，各开关的位置及流过 C_{OP} 的电流如表 10-5 所示。

表 10-5 开关状态及流过 C_{OP} 的电流

系统状态	VT_1	SW_1	SW_2	流过 C_{OP} 的电流
预热	通	通	关	$I_1 = 2(I_2 + I_3)$
扫频	关	通	关	$I_1 = 2(I_2 + I_4 e^{-t/\tau})$
稳态	关	关	通	$I_1 = 2I_{OP}$

开关的状态由集成电路内部控制，在外电路里是接触不到的。下面就不同状态下电流及频率如何变化分别加以介绍。

(1) 预热

在预热期间，在宽度为 T_{PH} 的预热控制方波的作用下， VT_1 导通，⑤脚电位 $\approx V_{REF}$ ， C_{SWP} 两端均接 V_{REF} ，它可视为短路，流入④脚的电流为

$$I_2 + I_3 \approx V_{REF}/R_{ENDSWP} + V_{REF}/R_{PH} \quad (10-22)$$

此时，通过 SW_1 对 C_{OP} 充电的电流为 $I_1 = 2(I_2 + I_3)$ ，由于电流较大，所以预热时频率较高。

(2) 扫频

当 $V_{C_{PH}} = 5V$ 时，预热方波结束， VT_1 不再导通，5脚开路，电容 C_{SWP} 由 V_{REF} 经 R_{PH} 充电，随 C_{SWP} 上的电压逐渐升高，流过 C_{SWP} 的电流按指数规律减小，流入4脚的电流（即对 C_{OP} 充电的电流）亦逐渐下降，频率由 f_1 向较低的 f_2 变化，进入扫频状态。经 $5\tau = 5R_{PH}C_{SWP}$ 时间后，频率趋于稳定值 f_2 。由于 f_2 接近 LC 回路的谐振点，故在灯管两端产生高压，将灯管启辉。一旦启辉，灯管电压立即下降，集成电路检测到这一情况后，使电路进入稳定状态。

在扫频期间， C_{OP} 充电的电流为

$$I_1 = 2(I_2 + I_4 e^{-t/\tau}) \quad \tau = R_{PH} C_{SWP} \quad (10-23)$$

在扫频结束时，最终 $I_1 = 2I_2 \approx 2V_{REF}/R_{ENDSWP}$ ，频率主要由 R_{ENDSWP} 及 C_{OP} 值确定。

在扫频结束而灯管仍未能触发启辉时，系统将重复四次扫频。如仍未被触发，则在第四次扫频后停止，不再触发。

(3) 稳定状态

当灯管启辉并被集成电路所检测后，系统便进入稳定状态，此时 SW_2 接通， C_{OP} 充电的电流变为

$$I_1 = 2I_{op} \approx 2V_{REF}/R_{OP} \quad (10-24)$$

振荡器的频率变为 f_3 ， f_3 主要由 R_{OP} 及 C_{OP} 值确定。

4. 振荡器各定时元件之计算

如上所述，稳态时， C_{OP} 充电的电流为恒定值 $2I_{op} \approx 2V_{REF}/R_{OP}$ ，其电压按直线上升，充电时间由导通时间 t_{on} 确定； C_{OP} 放电由内部 $400\mu A$ 的恒流源来完成，放电时间由关断时间 t_{off} 确定，充放电的波形如图 10-60 所示。

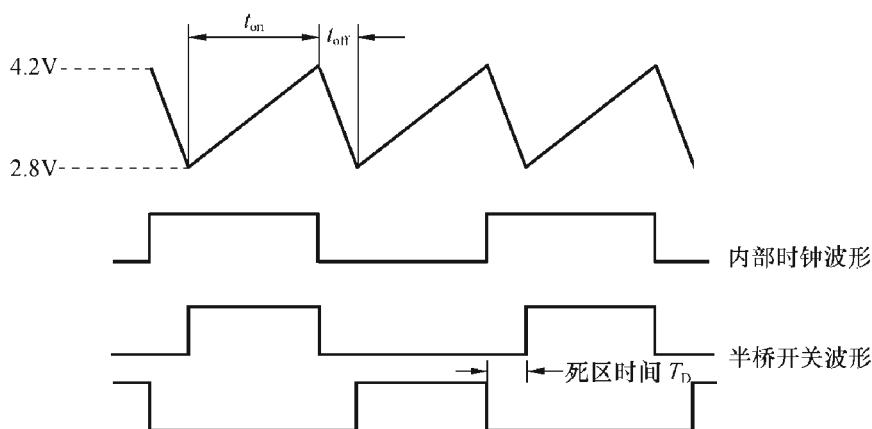


图 10-60 电容 C_{OP} 充放电的波形及半桥开关波形

由图 10-60 可知， C_{OP} 充电由 $V_L = 2.8V$ 开始，到 $V_H = 4.2V$ 结束， $\Delta V = V_H - V_L = 1.4V$ ，

$$t_{on} = C_{OP} \times \Delta V / 2I_{op} = C_{OP} \times 1.4V / 2I_{op} = 0.7C_{OP} / I_{op}$$

$$t_{off} = C_{OP} \times \Delta V / 400 \times 10^{-6} = 3500C_{OP}$$

假定半桥的工作频率为 $60kHz$ ，则 C_{OP} 充放电的重复频率为 $120kHz$ ，周期 T 为

$$T = 1/120 \times 10^3 = 8.33\mu s$$

如取 $C_{OP} = 470pF$ ，则

$$t_{off} = 3500 C_{OP} = 1.64\mu s$$

$$t_{on} = T - t_{off} = 6.69\mu s$$

$$I_{op} = C_{OP} \times 1.4V / 2t_{on} = 49.2\mu A$$

电阻 R_{OP} 连到 V_{REF} 及 7 脚之间，考虑到内部有 V_{bc} 及 V_{gs} 的阈电压（见 Motorola 公司的应用指南资料 AN1682），不能写作 $I_{op} = V_{REF}/R_{OP}$ ，而应为

$$R_{OP} = (V_{REF} - V_{bc} - V_{gs}) / I_{op} = 89.4k\Omega$$

按电阻 E24 系列（ $\pm 5\%$ 误差），取 $R_{OP} = 91k\Omega$

令扫频结束及稳态的频率为 $f_2 = f_3 = 60kHz$ ，则 $R_{ENDSWP} = R_{OP} = 91k\Omega$

在预热期间取 $f_1 = 65\text{kHz}$ ，则按同样方法可以求出 R_{PH} ，省去计算过程，得

$$T = 7.69\mu\text{s}$$

$$t_{off} = 3500 C_{OP} = 1.64\mu\text{s}$$

$$t_{on} = 6.05\mu\text{s}$$

$$I_2 + I_3 = 54.4\mu\text{A}$$

由于 $R_{ENDSWP} = 91\text{k}\Omega$ 提供 $49.2\mu\text{A}$ ，故由电阻 R_{PH} 提供电流为

$$I_3 = 54.4\mu\text{A} - 49.2\mu\text{A} = 5.2\mu\text{A}$$

由此得 $R_{PH} = (7 - 0.6 - 2) / 5.2 \times 10^{-6} = 846\text{k}\Omega$

按电阻 E24 系列，取 $R_{PH} = 820\text{k}\Omega$

最后，计算扫频时间及 C_{SWP} 的值。一般扫频时间取为预热时间的 1/8，即

$$T_{SW} = T_{PH} / 8 = 750\text{ms} / 8 = 93.7\text{ms}$$

已知扫频时间常数为 $\tau = R_{PH} C_{SWP}$ ，经过 5τ ，趋于稳态，假定稳态后继续工作 30ms ，则

$$R_{PH} C_{SWP} = 93.7\text{ms} - 30\text{ms} = 63.7\text{ms}$$

又已知 $R_{PH} = 820\text{k}\Omega$ ，故可求得

$$C_{SWP} = 63.7 \times 10^{-3} / 820 \times 10^3 = 15.5\text{nF}$$

在实际电路中，取 $C_{SWP} = 22\text{nF}$

5. 灯触发启辉之检测

在扫频期间，系统必须检测灯的状态，判断它是否已经启辉，这项工作由集成电路的⑨脚来完成，如图 10-61 (a) 所示，送到⑨脚的是一个模拟信号 [图 10-61 (b)]，它有两个阈值：

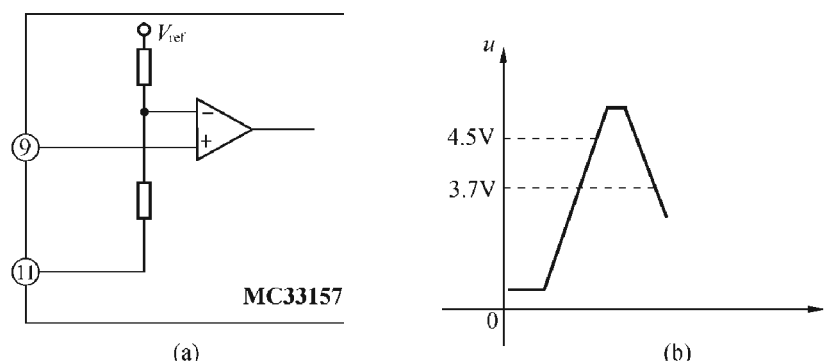


图 10-61 检测灯触发启辉的逻辑电路

$V_H = 4.5\text{V}$ ，出现此电平时，内部比较器变为高电平；

$V_L = 3.7\text{V}$ ，出现此电平时，表明灯已触发启辉。

控制器按照出现在⑨脚的信号使内部逻辑动作。一旦系统进入稳态，⑨脚功能就不起作用了。只要模拟信号的电压变化 dv/dt 不超过 $5\text{kV}/\mu\text{s}$ 就没有问题。但是要防止电噪声造成误动作。

检测灯是否触发启辉的具体电路如图 10-62 所示。

图中 VD_6 、 VD_{13} 构成一个或门，当两只灯未启辉时，MC33157 的⑨脚检测到的电压超过 4.5V ，说明灯未启辉；一旦两只灯都已启辉，⑨脚检测到的电压将低于 3.75V ，系统便进入稳态。如⑨脚电压未降到 3.75V 以下，MC33157 重复触发四次，如仍未触发，则完全停止。

如灯未触发，则系统在扫频的最后与下一次扫频之间有 5ms 的死区时间，这样作是必

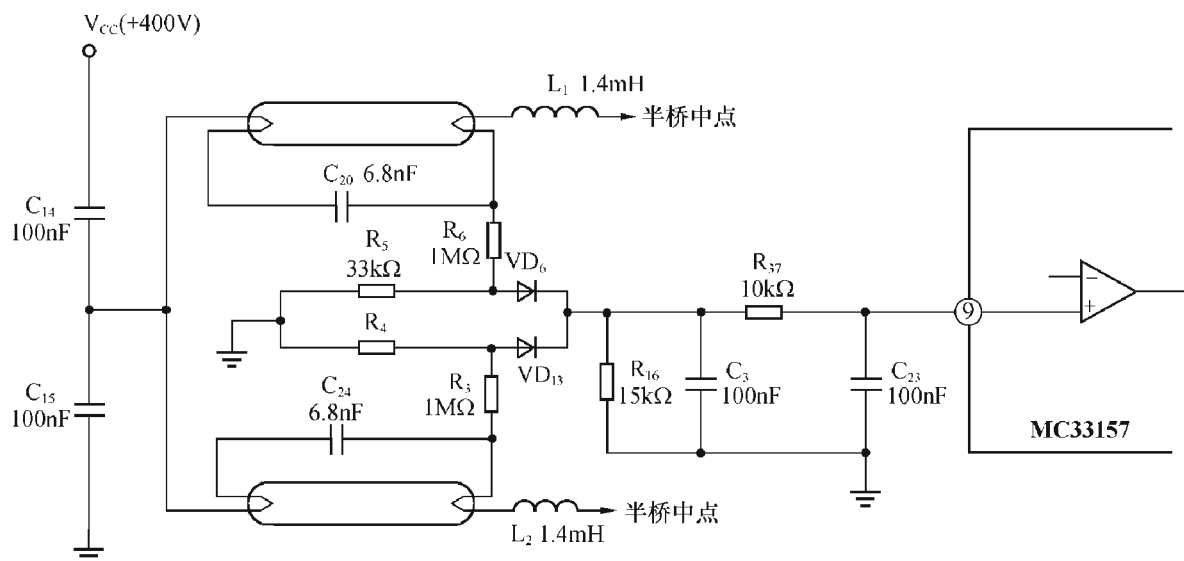


图 10-62 检测灯是否触发启辉的具体电路

要的，一方面可以防止把谐振电流由其峰值下降到启动状态时较小的电流值，误认为灯已触发，另一方面，控制器能够在启动开始时立刻对灯进行触发检测。

灯能否触发启辉与好多因素有关，如环境温度、气压及灯管新旧程度等。

6. 复位功能

MC33157 的复位脚可提供快速复位功能，此脚对电平很敏感，未加锁存器，低电平有效，与 CMOS 输入电平一致的低电平能使复位动作。

当将⑩脚置于低电平时，复位信号有效，使两输出功率 MOS 管处于关断状态，两管的栅极都接到与源极一样的电平。当⑩脚离开低电平后，复位不起作用，系统进入触发程序，但省去灯丝预热过程，如图 10-63 所示。所有频率都由外接电阻 R_{PH} 、 R_{ENDSWP} 、 R_{OP} 及电容 C_{OP}

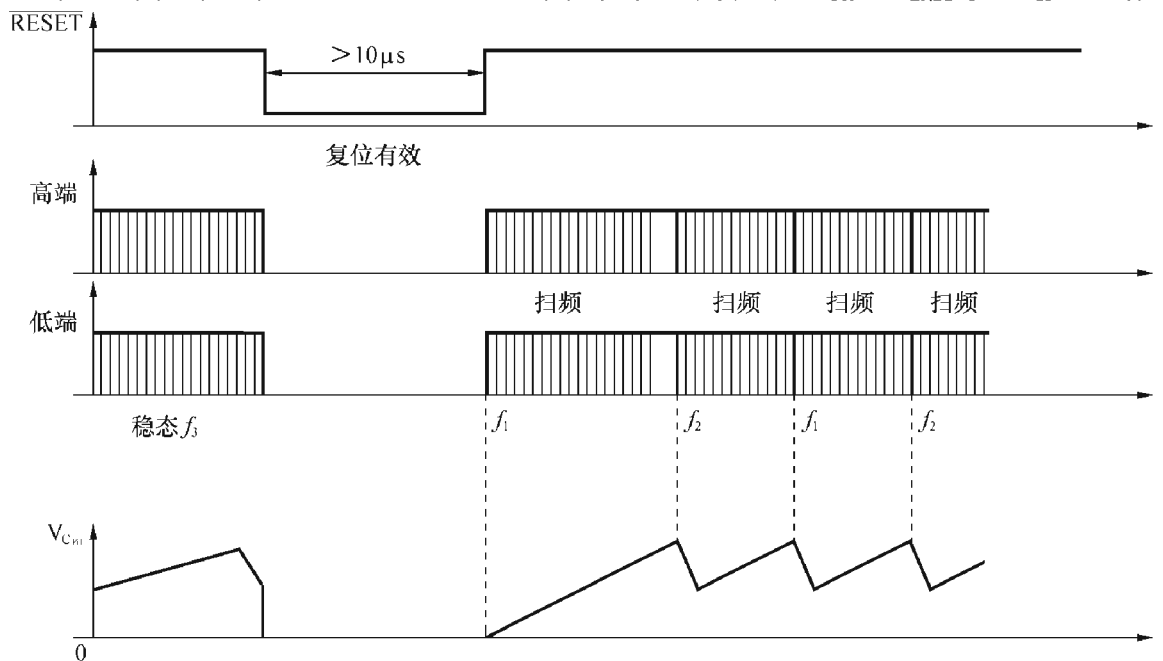


图 10-63 复位信号的作用

确定，在复位起作用时， C_{PH} 被接地，系统产生 5 次触发扫频过程，其中第一个扫频周期比紧跟其后的四个扫频周期要长一倍。

当⑩脚开路时，由内部的 $20\mu A$ 电流保证 RESET 处于高电平，由于未加锁存器，复位功能是不锁定的，可以结合外加电路利用⑩脚得到其它功能。例如，用 10 脚作为一个输入，使插入新灯管后，电路能自动重新启动，关于这一点，后面在讲具体应用电路时还会提到。

复位脚逻辑触发器电压设有很强的回差电压，以防噪声电压引起误动作。

⑩脚输入	复位
$0\sim 1.8V$	有效复位
$>1.8V$	不工作

建议尽量减小由周围环境进入复位脚的噪声，PCB 版面设计时要加以考虑，并在 10 脚加 $100nF$ 的陶瓷电容，以滤除噪声干扰。

7. 其它功能

因为集成电路内的振荡器是电流控制的 (ICO)，故其频率很容易由外电路予以控制，图 10-64 给出改变⑦脚电流 I_{OP} 的一些方法：

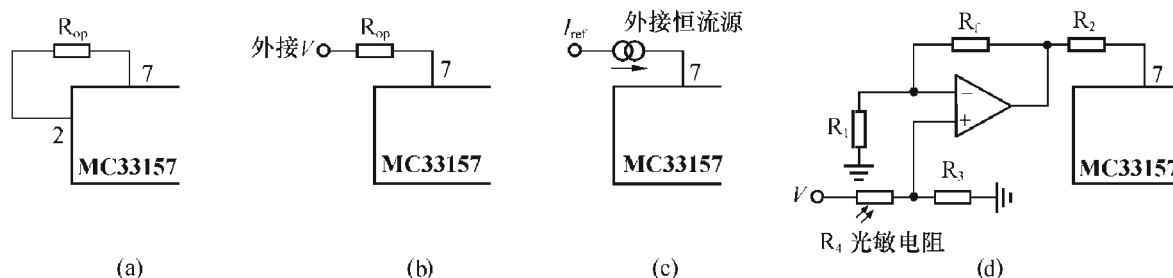


图 10-64 改变 MC33157 振荡器电流的一些方法

其中，图 (a) 用内部的 V_{REF} ；图 (b) 用外接电压源；图 (c) 用外接电流源；图 (d) 外接电压经运算放大器隔离并放大后，再加入到⑦脚。如正端输入电压是由光敏器件（如光敏电阻）作为传感器得到的一种信号，那么通过这个电路可以使 MC33157 的工作频率随外界光强的变化而变化。例如外界光照度大，使工作频率提高，镇流器输出功率降低；反之，外界光照度小，则使工作频率降低，镇流器输出功率加大。这样很容易根据外界照度的变化，镇流器能自动调光，达到节能的目的。

四、MC33157 具体应用

图 10-65 是用 MC33157 组成两个 55W 灯管的电路，由 230V 供电。图中用 MC33262 作为有源功率因数校正电路，有关它的工作原理已在第七章讨论过，至于 MC33157 的工作及关键元器件之选择，前边也已详细介绍过，这里仅就其它未曾涉及过的问题稍加说明。

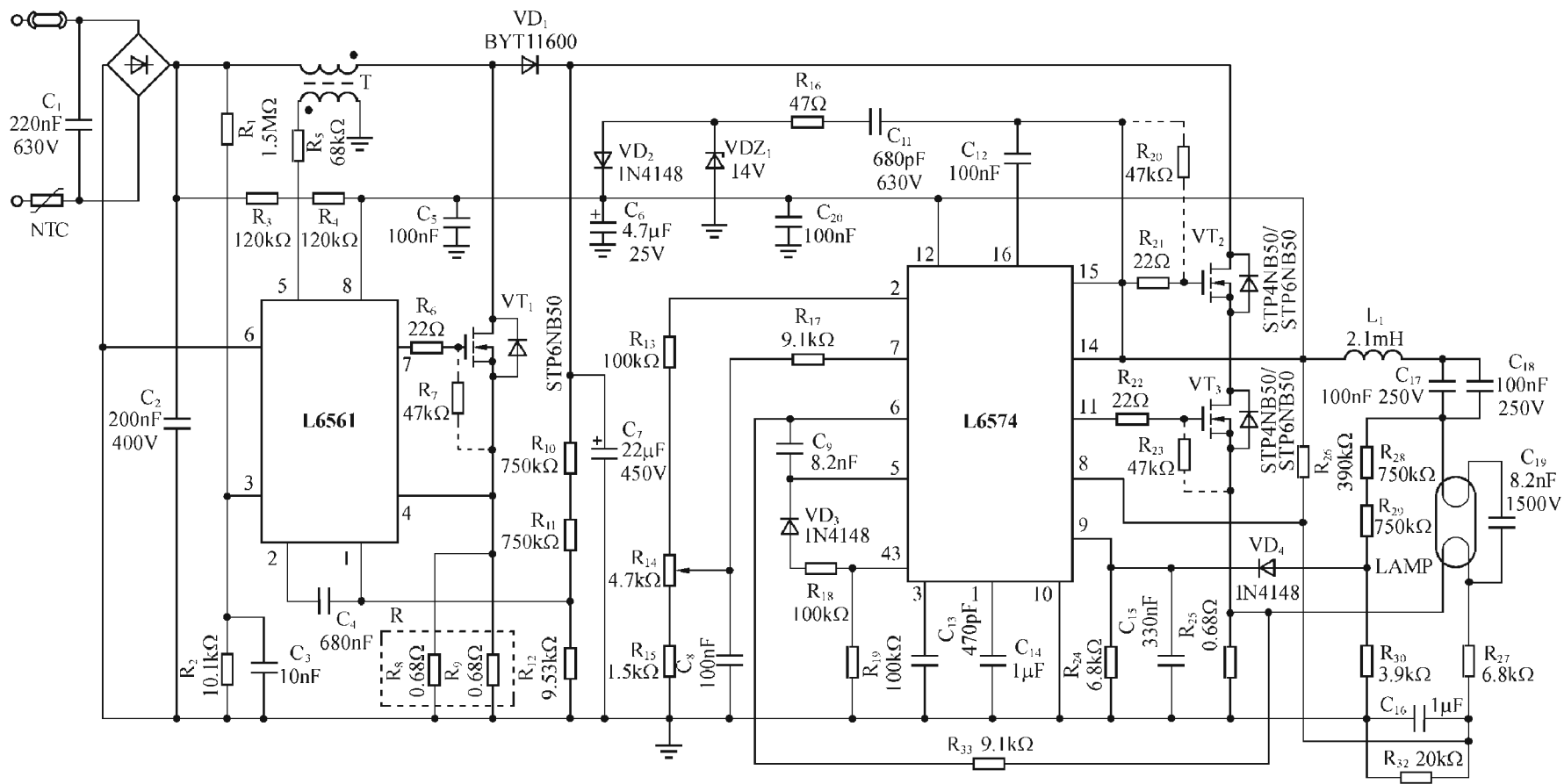


图 10-37 58W 电子镇流器电路

1. 装灯自动再启动电路

在 MC33157 应用电路中采用了装灯自动再启动电路，这个功能是利用集成电路的复位脚 (10) 脚来完成的。

如前所述，复位脚 RESET 为低电平有效，一旦它上升到高电平，系统立即恢复工作，开始扫频。在灯触发启辉后进入稳态。集成电路内部与 10 脚相连有一个 $20\mu\text{A}$ 的恒流源，如 10 脚开路，将使 10 脚成为高电平。利用这一特性，可以实现装灯后自动再启动功能，如图 10-66 所示。

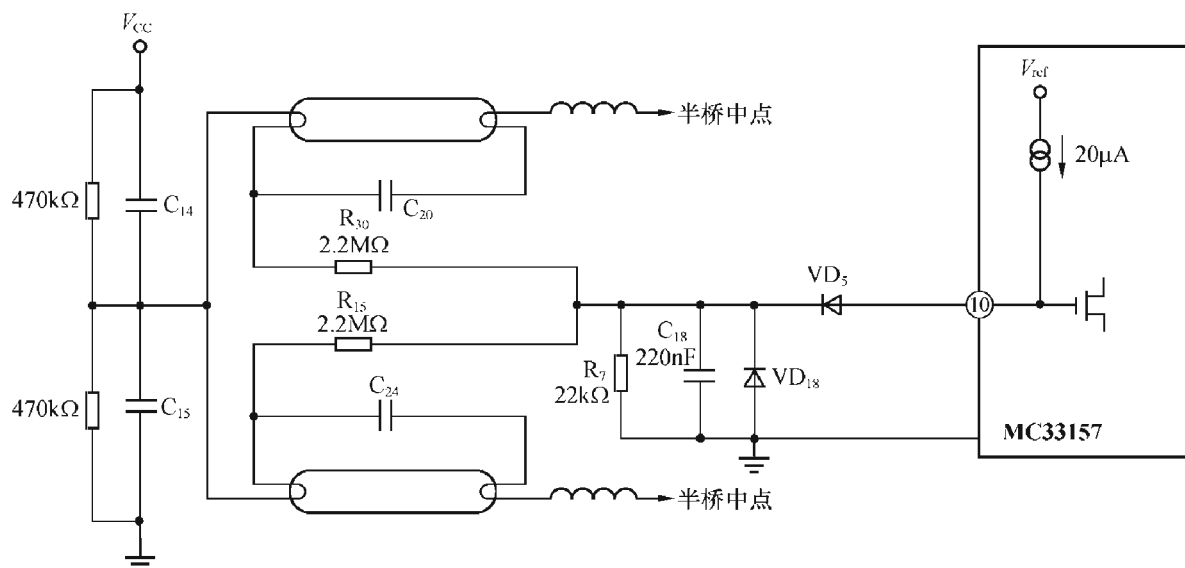


图 10-66 装灯后自动再启动电路

当两只灯管装在灯座上时，由于无源半桥支路 C_{14} 、 C_{15} 的分压通过灯丝在 R_7 ($22\text{k}\Omega$) 电阻上有一直流电压，再加上 $20\mu\text{A}$ 的恒流源流过 R_7 ，使 10 脚电位超过 1.8V 的逻辑 0 (低) 电平，于是系统正常工作。

如有一灯卸下，则 R_7 上电压下降到逻辑 0 电平以下，系统复位，停止工作，一旦将灯装上，系统便可正常工作了。

2. 低压供电电路

在图 10-65 所示电路中，采用了图 10-67 所示的低压供电电路，它所用的元器件较多，价格较贵，但在稳态运行时消耗的功率不多。

由图知，当接通交流电源时，整流后的直流电压通过 VT_4 向 MC33157 提供 V_{DD} 电源，此电压由稳压二极管 VD_4 稳压后供给 MC33157 的 8 脚。流过 R_{27} 的电流只有 2.5mA 左右， R_{27} 所消耗的功率不大，但晶体管 MP5A44 的耐压要高， $BV_{CBO} > 500\text{V}$ 。

当有源功率因数校正电路工作时，由升压电感 T_1 的副绕组提供低压，二极管 VD_{12} 、 VD_{15} 将该电压整流，分别供给 MC33262、MC33157 以直流电压，并使两者互相隔离。一旦 MC33157 的 1 脚电压高于由稳压二极管 VD_4 来的电压，则 VT_4 不再导通， R_{27} 也不再消耗功率。所以， R_{27} 无须用大瓦数的电阻，只要 0.5W 就够了。在这种供电方式中，MC33157 先工作，以后 MC33262 才得到低压。

上述供电方式的缺点需要用到高压晶体管 MP5A44 及稳压二极管 VD_4 ，价格较贵。

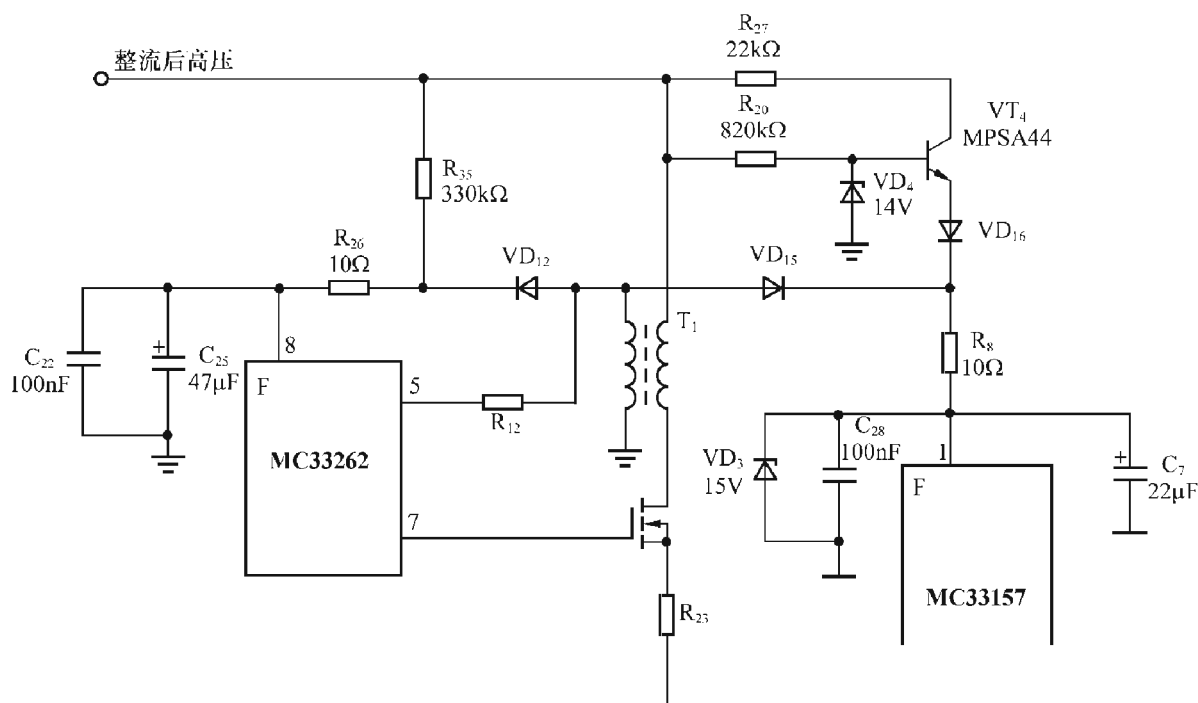


图 10-67 MC33157 的低压供电电路

3. 灯丝预热电路

为了防止灯丝尚未预热处于冷态时灯被触发，损伤灯丝，在图 10-65 的实用电路中，流入④脚的电流除由 V_{REF} 经 R_{36} (R_{PH}) 及 R_{19} (R_{ENDSWP}) 提供外，还加了一条 R_{34} 、 C_{30} 支路，它提供按指数规律减小的电流，使开始预热时的电流更大一些，频率更高一些，预热效果更好一些。

第七节 电子调光镇流器控制器 ML4833、ML4835

ML 4833 及 ML4835 是一种集功率因数校正及调光/不调光电子镇流器控制于一体的集成电路，该集成电路集成度高、片外所接的外围元件少、设计简单、调试方便、体积小且效率高。

一、电子调光镇流器控制器 ML4833

1. 主要特点及结构框图

ML4833 是一种高功率因数、高效、调光/不调光的电子镇流器控制集成电路，采用双极及 CMOS 工艺制成。其 APFC 线路采用升压峰值电流控制原理，简单的 PFC 拓扑，只需一个反馈补偿环，即可使功率因数达到 0.99 以上。输入电流的 THD 很小，在不接灯管或灯管失效的情况下，过压保护比较器能使 PFC 部分不工作。

镇流器控制部分可以设定启动程序，单独调节预热时间及灯管未插入管座的中断时间。ML4833 通过反馈，可控制灯的输出功率，它有一个掉电输入端 (Power down input)，当灯管寿命终止时，可减小送入灯的功率。

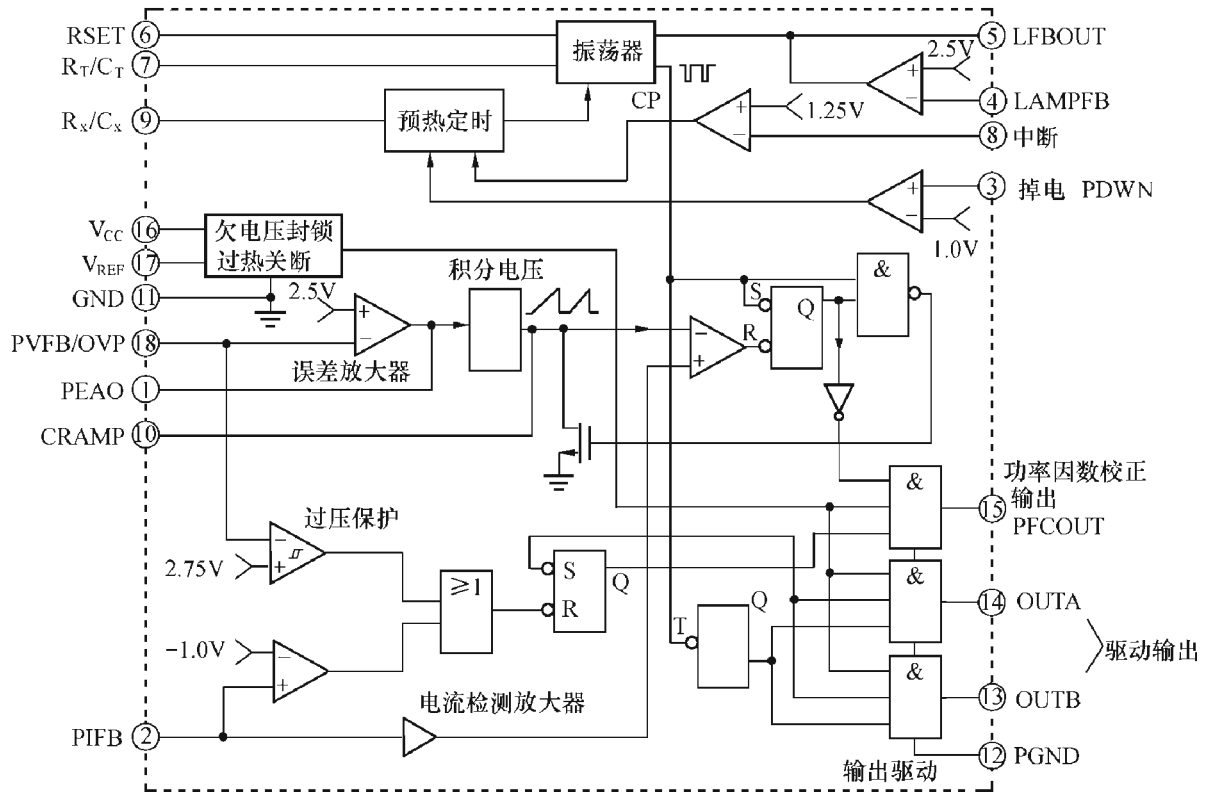
采用变频率的方法以实现预热启动及调光功能，可以设定启动方案，以便快速或瞬间点亮灯管，并用灯电流反馈实现调光控制。

无灯管时或灯不能启动时，可以再次启动，以免镇流器发热。

内部有过温关断，无需外接热传感器。

ML4833 有 18 个引脚，封装有两种形式，双列直插及表面贴装（DIP 及 SO18），工作温度为 $0^{\circ}\text{C} \sim 85^{\circ}\text{C}$ 。

图 10-68 是 ML4833 的结构框图。



注：图中左下部分为功率因数校正电路（包括 18、1、10、2、15 诸脚）

图 10-68 ML4833 结构框图

ML4833 的各引脚功能如下：

- ① PEA0 PFC 误差放大器的输出及补偿端；
- ② PIFB PFC 电感电流检测及每个开关周期电流限制比较器的峰值电流检测点；
- ③ PDWN 当超过比较器 1V 阈值时，将工作频率切换到预热频率；
- ④ LAMPFB 误差放大器的反相输入端用来检测（调整）灯弧光放电电流，也是调光控制的输入端；
- ⑤ LFBOUT 灯电流误差跨导放大器的输出端，用于灯电流反馈补偿；
- ⑥ RSET 外接电阻用来确定振荡频率 F_{\max} 及 R_x/C_x 的充电电流；
- ⑦ R_T/C_T 振荡器定时元件；
- ⑧ INTERPUPT 无灯管检测及再次启动，如此脚电压小于 1.25V，集成电路被复位，经过一段设定时间后，再次启动；
- ⑨ R_x/C_x 设定预热定时、调光封锁及中断；
- ⑩ CRAMP 误差放大器输出的积分电压；

- ⑪ GND 地；
- ⑫ PGND 集成电路的功率地；
- ⑬ OUTB 驱动镇流器功率 MOS 管的输出；
- ⑭ OUTA 驱动镇流器功率 MOS 管的输出；
- ⑮ PFCOUT 驱动 PFC 功率开关管的输出；
- ⑯ V_{CC} 集成电路的正电源；
- ⑰ V_{REF} 7.5V 基准电压的缓冲输出；
- ⑱ PVFB/OVP PFC 误差放大器的反相输入端及过压比较器的输入端。

2. 功能说明及其工作原理

ML4833 包含升压式峰值电流控制的 PFC 电路，镇流器控制部分中启动及插入灯管重新启动的定时均可通过选择外部元件来控制，它可以用来驱动各种不同类型的灯管。可以通过调节压控振荡器 VCO 的频率范围，达到控制灯功率的目的，ML4833 能适应各种不同的输出网络，应用起来是很方便的。下面对各部分的工作分别加以介绍：

(1) 功率因数校正部分

ML4833 功率因数校正部分是一种按峰值电流控制原理工作的升压式 APFC 电路，只需一个电压补偿环，比平均电流控制法的结构要简单得多。它包括：电压误差放大器（为跨导型运算放大器，它与 MC33262 中所用的电压误差放大器相似）、电流检测放大器（不需补偿）、积分器、比较器和一个逻辑控制块等。在升压拓扑中，功率因数校正通过检测输出电压及流过检测电阻 R_s 的电流来实现的。将误差放大器的积分电压信号与 R_s 上的电压相比较，用来控制开关管的占空比，从而达到提高功率因数的目的，其原理类似于固定开通时间的那类 PFC 电路。图 10-69 是说明 APFC 工作的简单原理电路图。

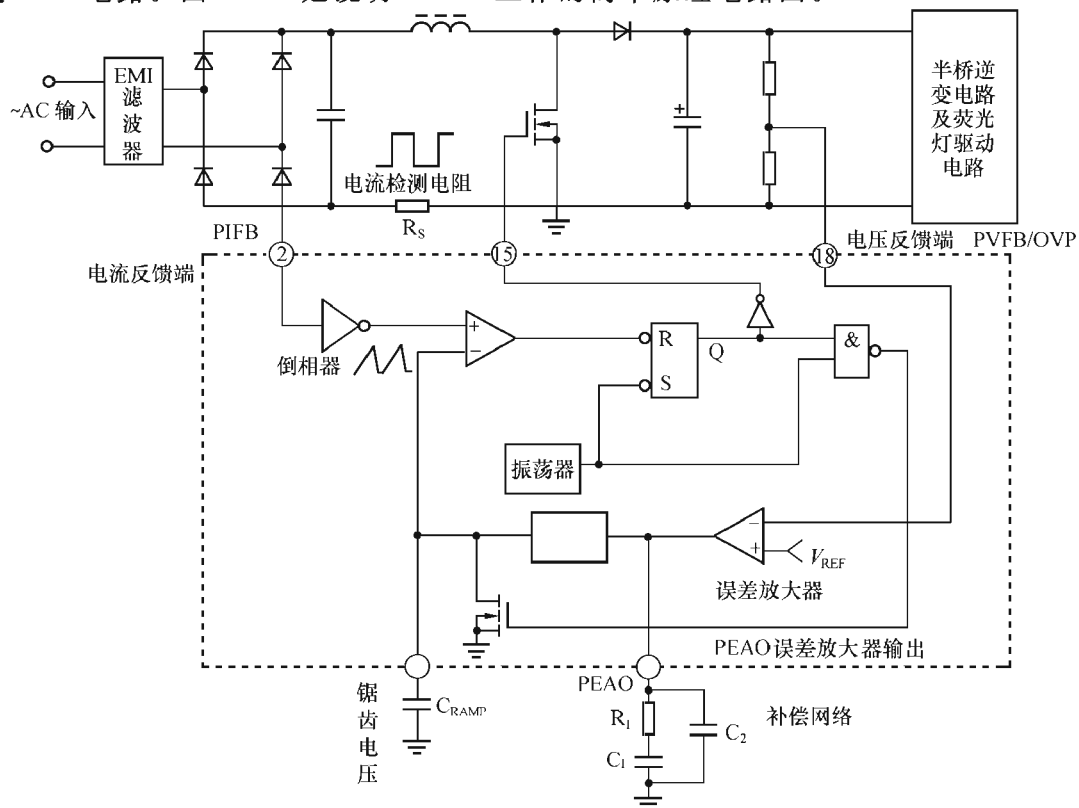


图 10-69 ML4833 中 APFC 部分的原理图

(2) 过压保护 (OVP)

过压保护引脚是在负载突然改变（如拔掉灯管）时，用来防止功率电路承受过高的电压而损坏。由高压直流总线分压器设定 OVP 的断路电平 (Trip level)，当 PVFB/OVP 脚电压超过过压比较器的阈值电平 2.75V 时，OVP 比较器输出低电平将 RS 锁存器复位，PF-COUT 脚 (15) 为低电平，功率开关管不再导通，PFC 输出也不再具有提升电压作用，其输出电压等于桥式整流后的电压，镇流器部分仍然继续工作。

(3) 跨导放大器

PFC 电压反馈放大器由跨导型运算放大器来担当，它被设计成具有很低的小信号正向跨导 g_m ，这样，其输出端的频率补偿网络可以由大电阻 R_1 及低容量（小于 $1\mu\text{F}$ ）的陶瓷电容组成，如图 10-70 所示，补偿网络引入一个极点和零点：

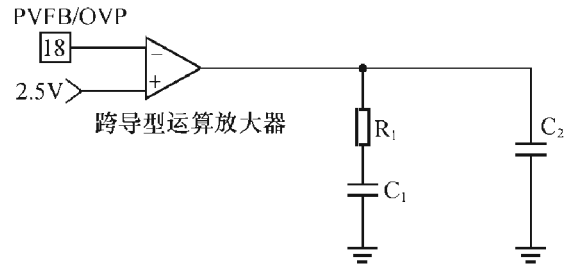


图 10-70 跨导放大器的补偿网络

$$\text{零点: } f_z = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (10-25)$$

$$\text{极点: } f_p = \frac{1}{2\pi R_1 C_2}$$

跨导放大器的输出如果有到地或到 V_{CC} 的直流通路，就会产生失调 (Offset error)。此失调电压为 $V_{OS} = i_o / g_m$ ，如 $i_o = 1\mu\text{A}$ ， $g_m = 0.05\mu\text{S}$ ，则 $V_{OS} = 20\text{mV}$ ，在 R_1 支路中串入隔直流电容 C_1 就是为了消除失调所产生的负面影响。

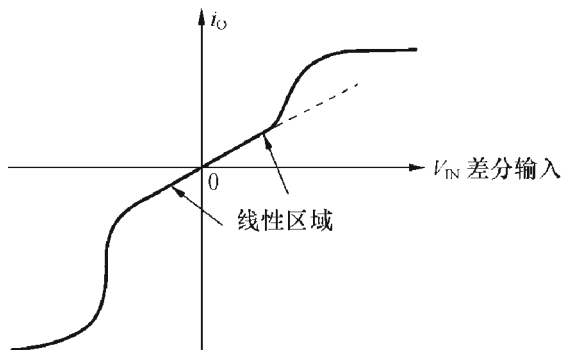


图 10-71 跨导放大器的非线性转移特性

ML4833 中所有跨导放大器均添加了斜率加大的区域段，使之由初始的低跨导转变为高跨导（如图 10-71 所示，该曲线的斜率即为放大器的跨导），这将有助于在加电和瞬态情况下电路响应的恢复，但是由于跨导放大器由低跨导转变为高跨导，使它对大信号的响应会产生一些非线性失真。

(4) 镇流器输出部分

集成电路通过调频来控制送到灯管的功率，镇流器在振荡器电容 C_T 放电期间 t_{dis} 两个驱动器输出均为低电平，从而防止半桥逆变电路上下两管共态导通。逆变器的工作频率为集成电路内部振荡频率的 $\frac{1}{2}$ 。

(5) 振荡器

压控振荡器 VCO 的频率范围由 LFB（灯反馈）放大器（图 10-69 中 4 脚所接的放大器）的输出（由 6 脚所接电阻） R_{SET} 所控制。当灯管电流增加时，LFB 放大器输出电压下降，使 C_T 充电电流增加，从而引起振荡频率上升，镇流器的输出网络则随频率的上升而增大其扼流作用，所以灯的功率下降了。

振荡频率 f_{osc} 由下式决定

$$f_{osc} = \frac{1}{t_{chg} + t_{dis}} \quad (10-26)$$

$$t_{\text{chg}} = R_T C_T \ln \left[\frac{V_{\text{REF}} + I_{\text{chg}} R_T - V_{\text{TL}}}{V_{\text{REF}} + I_{\text{chg}} R_T - V_{\text{TH}}} \right] \quad (10-27)$$

式中 $V_{\text{TL}} = 1.25\text{V}, V_{\text{TH}} = 3.75\text{V}, V_{\text{REF}} = 7.5\text{V}$
 当 LFB OUT 为高电平 $I_{\text{chg}} = 0$, 振荡频率为最低

$$f_{\text{OSC}(\text{min})} = \frac{1}{0.51 R_T C_T} \quad (10-28)$$

这里, 假定 $t_{\text{chg}} > t_{\text{dis}}$, $f_{\text{OSC}} \approx \frac{1}{t_{\text{chg}}}$

充电电流 I_{chg} 随送到振荡器的两个控制输入电压的变化而变化:

- 预热定时器的输出;
- LFB OUT 端的电压 (灯管反馈放大器的输出), 在预热状态, 充电电流 I_{chg} 固定为

$$I_{\text{chg}}(\text{pre}) = \frac{2.5}{R_{\text{SET}}} \quad (10-29)$$

在正常运行阶段, 充电电流随灯管反馈放大器的输出电压 LFB OUT 由 0V 上升到 V_{OH} 而逐渐下降, 当 LFB OUT = 0V 时, I_{chg} 最大, 此时频率亦为最高。

$$I_{\text{chg}}(0) = \frac{5}{R_{\text{SET}}} \quad (10-30)$$

反之, 当 LFB OUT 电压最高 (V_{OH}) 时, $I_{\text{chg}} = 0$, 频率为最低, 频率由式 (10-28) 确定。

图 10-72 是振荡器的原理框图及其定时波形图。

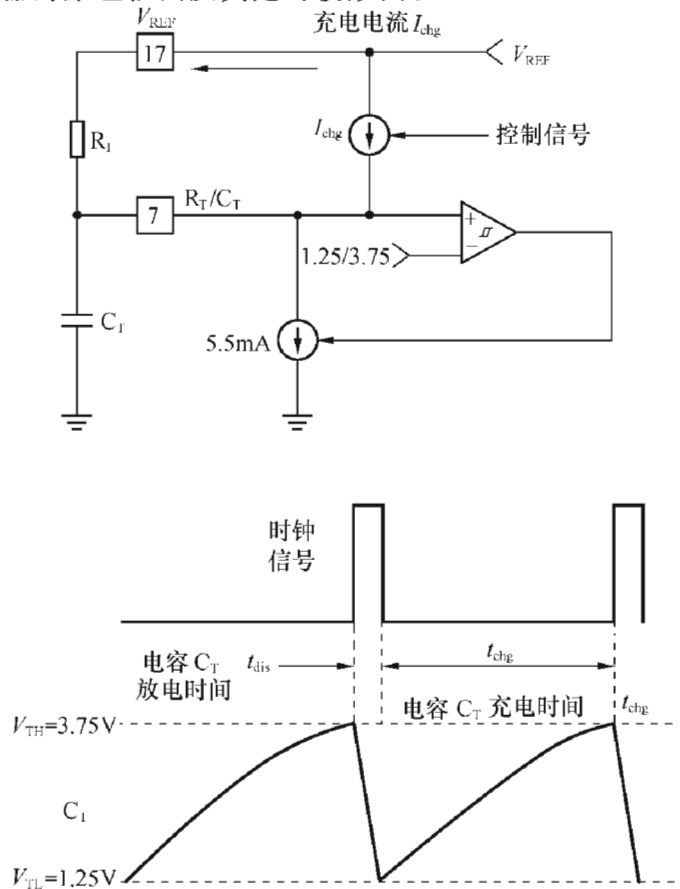


图 10-72 振荡器框图及其定时波形图

(6) 启动、再启动及中断

ML4833 的启动程序是使灯管寿命最长，并在灯管损坏时，能减少镇流器的发热量，图 10-73 所示电路能控制灯的启动过程，预热灯丝，以及灭灯后的中断定时电路，图 10-74 是灯启动及再启动的定时图。

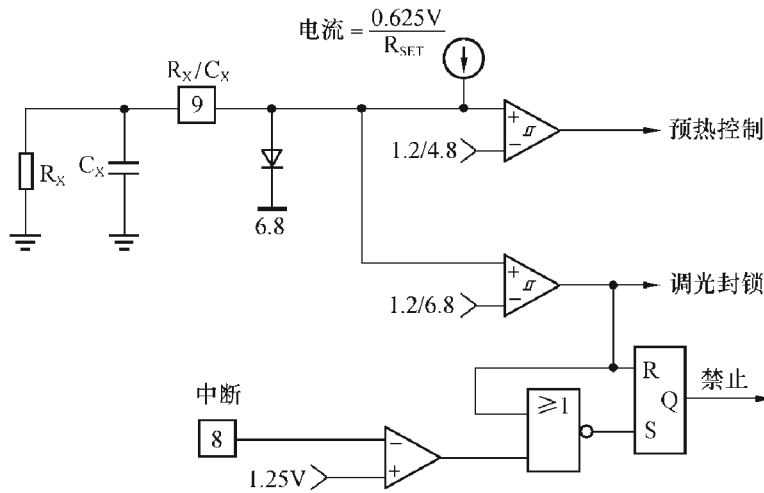


图 10-73 灯预热及中断定时器

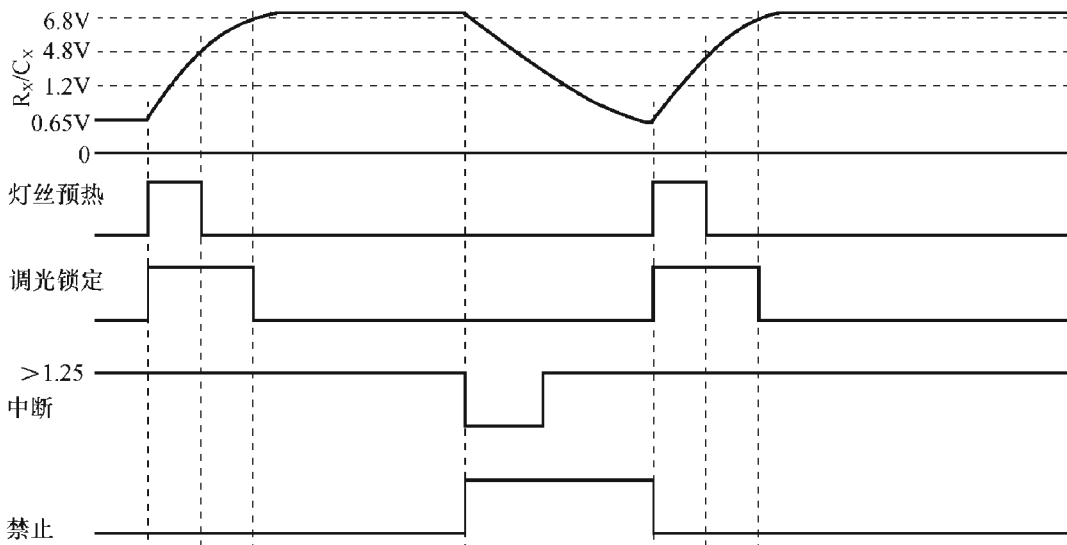


图 10-74 ML4833 的启动再启动定时图

C_X 以 $I_{R(SET)}/4$ 的电流充电，而通过 R_X 放电。在加电时， C_X 电压从 $0.7V (V_{BE})$ 开始充电（图 10-75 中为 $0.65V$ ），一直上升到 $4.8V$ ，在此期间将灯丝加热。此时振荡器 C_T 充电电流为 $2.5/R_{SET}$ （见式 10-29），振荡器的振荡频率能提供灯丝预热电流，但不能在灯管两端产生足够高的电压将灯启辉点亮，也不会出现明显的辉光放电现象。

在灯丝预热后，振荡器的频率下降为 F_{min} ，在灯管两端出现高电压，将灯启辉。如认为灯已启辉，而未检测到灯电流，送到⑧脚（Interrupt）的灯反馈电压仍低于 $1.25V$ ，则 C_X 的充电电流被关断，变换器被禁止工作，直到 C_X 由 R_X 放电到 $1.2V$ 的阈值。在这种情况下，可能是灯未能启辉，或灯未插入灯座，禁止变换器工作，可以防止它因过热而烧毁。应选择足够大的 R_X 值，以使放电时间足够长。

在 C_X 电压到达 $6.8V$ 阈值以前，振荡器忽略 LFB OUT 值，因而 I_{chg} 值不会受影响而有

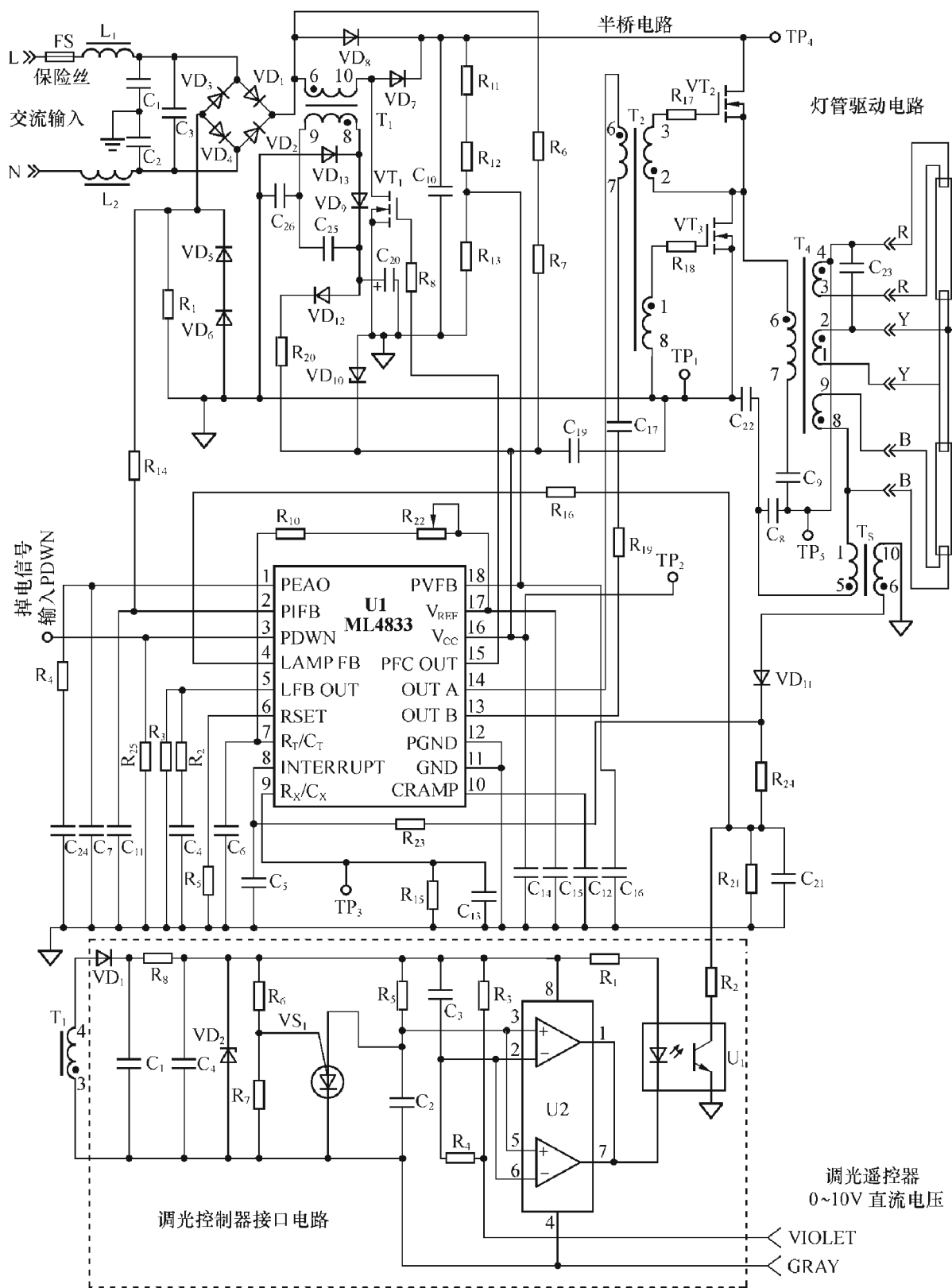


图 10-75 220V 电源 2×32W 的调光电子镇流器

所变动，灯管被驱动到满功率。当 C_x 电压超过 6.8V 阈值后，就可以调光了， C_x/R_x 脚（⑨脚）被钳位为 7.5V 左右。

在 C_x 电压下降到 1.2V 后，新的启动过程又将重新开始。

各运行模式的工作频率如下：

运行模式	工作频率
预热	$\frac{f_{\max} \sim f_{\min}}{2}$
调光锁定	f_{\min}
调光控制	$f_{\min} \rightarrow f_{\max}$

(7) 集成电路的电源偏置、欠电压封锁和过热关断

集成电路内部有钳位器，限定 V_{CC} 为 15V (V_{CCZ})。集成电路一般可由电流受到限制的电源供电，通常是由变压器的副绕组经整流稳压后提供。如 V_{CC} 电压低于 $V_{CCZ} - 1.1V$ ，则集成电路支取的静态电流很小，小于 0.48mA，输出是关断的，这时集成电路电源是由交流电压经整流及降压电阻降压后取得。

ML4833 中内部含有温度传感器，如集成电路的结温超过 120℃，则镇流器停止工作。为了使这个内部的温度传感器能替代外接的传感器，在 PCB 板上放置集成电路时，应仔细考虑，要确保它能够反映镇流器最合适检测的那一点的温度。ML4833 的温度可用下式估算：

$$T_j = T_A + (P_D + 65^\circ\text{C}/\text{W}) \quad (10-31)$$

3. 典型应用电路

图 10-75 是 ML4833 的典型应用电路，它是一个可调光的功率因数校正的 60W 电子镇流器，它驱动两只串联的 T8 32W 的荧光灯。

二、电子调光镇流器控制器 ML4835

ML4835 是 20 脚集成电路，有双列直插及表面贴装 (DIP 及 SOIC) 两种封装形式，其结构框图如图 10-76 所示，电路由功率因数校正器、变频振荡器、灯管失效检测、输出关断、再启动、欠压及过热保护、输出驱动及控制逻辑等部分组成。

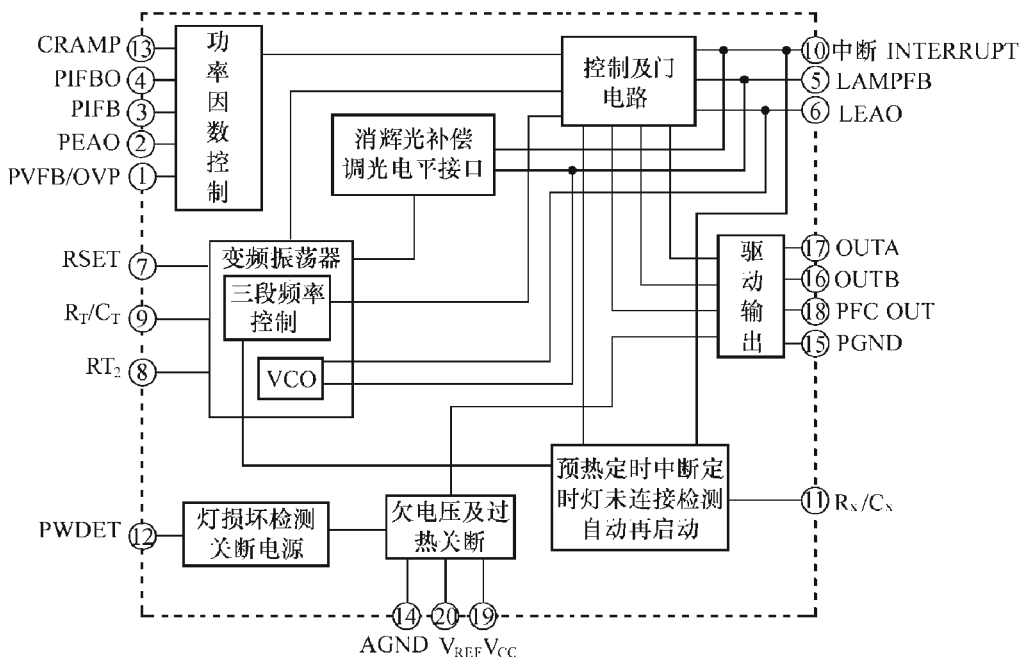


图 10-76 ML4835 结构框图

其各引脚功能如下：

- | | |
|-------------|-------------------------------|
| ① PVFB/OVP | PFC 误差放大器及过压保护 OVP 比较器的反相输入端； |
| ② PEA0 | PFC 误差放大器输出及补偿端； |
| ③ PIFB | PFC 电流检测端； |
| ④ PIFBO | 电流检测放大器的输出端； |
| ⑤ LAMP FB | 灯管弧光放电电流反馈及调光端； |
| ⑥ LEAO | 灯管电流放大器输出端； |
| ⑦ RSET | F_{max} 及 C_x 充电电流设定电阻； |
| ⑧ RT_2 | 启辉频率的设定电阻； |
| ⑨ R_T/C_T | 振荡器定时元件； |
| ⑩ INTERRVPT | 无灯管检测端； |
| ⑪ R_x/C_x | 预热及再启动时间设定电阻； |
| ⑫ PWDET | 灯管输出的积分电压； |
| ⑬ CRAMP | 误差放大器输出的积分电压； |
| ⑭ AGND | 模拟地； |
| ⑮ PGND | 功率地； |
| ⑯ OUTB | 镇流器的 MOSFET 驱动输出； |
| ⑰ OUTA | 镇流器的 MOSFET 驱动输出； |
| ⑱ PFC OUT | 功率因数 MOSFET 的驱动输出； |
| ⑲ V_{CC} | 电源； |
| ⑳ V_{REF} | 参考电源输出。 |

ML4835 各个部分的工作同 ML4833 大同小异，如需进一步了解，可查阅有关 ML4835 芯片及应用指南方面的资料。

第十一章 电子镇流器和电子节能灯的流水线生产及产品的安全认证

本章介绍了电子节能灯和电子镇流器的流水线生产、新产品开发流程以及进行国内和国外安全认证的有关问题，强调了在这类工作中应该特别引起注意的一些事项。

第一节 元器件的检验与筛选

由于电子节能灯和电子镇流器的工作条件十分恶劣，工作温度很高，所以对所用的元器件除按常规方法采用一些专用测试仪器进行检测、并与元器件的生产厂家的技术标准进行比照，判断是否合格以外，还须有针对性地另加一些检验，以最后确定该元器件能否适合在电子节能灯和电子镇流器的生产中使用。下面对电子节能灯和电子镇流器的流水线生产中所用的元器件如何检验与筛选的有关问题分别叙述如下：

一、二极管

一般除用晶体管特性图示仪检测二极管的反向耐压外，还应检测其热稳定性，即在一定温度下测量其反向耐压。

笔者曾将静态测试反向耐压达 1400V 以上的某一厂家的 1N4007 用于 55W 的一体化的节能灯中，在批量生产中多次出现二极管击穿，烧毁 PCB 板上铜皮及保险丝的现象。因此，仅在常温下测其反向耐压以判定其是否合用，是完全不够的。如果在生产中不具备测试二极管热态下的反向耐压的条件，可向生产该类管子的其它厂家，要求提供热稳定性更好的二极管。

二、电解电容器

电解电容器是电子镇流器中一个关键元件，直接影响镇流器的工作可靠性，应选用耐高温 105℃、长寿命的，并根据其工作电压，选用具有合适的额定电压的电解电容器。如果实际的工作电压超过其额定电压，则其漏电流会变大，电性能恶化，电解液过热直到爆裂而提前失效。

所以，在电子镇流器中选用电解电容器时应降额使用，其实际工作温度比其额定温度要低，而其工作电压也比额定电压低才好。此外，还应选取承受纹波电流大的、ESR 小的、损耗角正切也小的电解电容器。

为了安全起见，对电解电容器应做防爆实验，其方法如下：同时取一批（5~10 个）电解电容器，在其上加交流电压，例如对耐压 200V 的电解电容器，可加 50V 的交流电压，此

时在承受 1~3min 后，在电容器的顶端会吡吡冒烟，但不应爆炸，要求一致性好，即它们在大致相同的时间内冒烟。应当注意，在做防爆实验时，要离开电解电容器远一些，以免铝外壳爆炸伤人。有的电解电容器爆裂时会发出很大的响声，外壳飞出，电解液漏出，前后爆裂的时间也不一致，这些都说明电解电容器的防爆质量是不好的。在做防爆实验时，也可以加反向直流电压，其值随电解电容器的额定电压而异。如 400V 的电解电容器，可加 60~70V 反向电压。一般说来，反向电压愈大，出现冒烟的时间愈早，反之亦然。

三、薄膜电容器

对薄膜电容器的要求视其应用场合而异。例如，荧光灯管的启动电容器应选用耐压为 630V 或更高的，视灯管的长度及灯管电压高低而异。灯管愈长，管压愈高，灯功率愈大，则所选用电容器的耐压及热容量亦应愈高。由于流过电容器的电流为高频电流，所以应选用交流损耗小并具有优良的耐高温特性的电容器为宜。启动电容器一般离灯管灯丝不远，受高温烘烤，温度较高，通常采用聚丙烯薄膜电容器或涤纶薄膜电容器，它虽然高频损耗大，但较耐高温，最主要的是它的价格便宜。

EMI 滤波电容器一般应选用 X2 安规电容器及 Y2 电容器，它能承受较高的交流电压以及瞬态的脉冲高电压的冲击而不损坏。

在高频泵电路或双泵电路中用作高频反馈的电容，一般采用聚丙烯薄膜电容器，并对其耐压取有较高的富裕量，以免温升过高而爆裂。在电子镇流器中对电容器的容量误差要求不高，一般可用 K 级，关键的电容器如启动电容器，可以选用 J 级，以使其工作频率落在所希望的范围以内。

四、电阻

在电子镇流器中一般要考虑电阻的耗散功率，在高温下电阻的额定功率应有一定的余量。对于保险电阻和串在电源线中的电阻还应考虑其抗浪涌电流的能力，由于浪涌电流很大，在开或关电源的过程中，这类电阻极容易损坏，可以考虑采用线绕电阻或色码电感，当然这样做会增加生产成本。

在半桥逆变电路中，如采用触发管触发的，与积分电容串联的电阻，一般要承受近 300V 或更高的电压；在 APFC 电路中，凡由高压经电阻网络分压的电路，其电阻也要承受 400V 或者更高的直流电压。这类电阻长时间处于高压下很容易出现击穿、碳膜烧毁而开路。因此，一般都采用两个电阻串联代替一个大阻值的电阻，或采用大瓦数的电阻，以提高其承受高电压的能力，但后者成本较高。

五、开关三极管

开关三极管尽管工作于开关状态，即工作于饱和与截止状态，对放大倍数的要求不像作为放大器使用时那样严格，但是应该知道，两个管子的放大倍数及开关参数如存储时间会影响其导通时间的长短，所以，最好根据管子的放大倍数、存储时间，分档配对使用为宜。可以用远方公司的 KF-2 型开关三极管分选仪，在一定的 I_B 、 I_C 条件下快速测量其电流放大倍数及存储时间 t_s ，并按一定的取值范围分档进行配对，使两管在工作时导通时间接近相等，发热平衡，不会造成一管过热而损坏。有的厂家使用晶体管特性图示仪，通过观察晶体管的

输出特性来配对，由于工作电压较低，电流较小，与实际情况并不相符，因而这样的配对，并不能取得满意的效果。

六、磁性材料

对于外购的磁环必须用 CF-1A 磁性元件分选仪 100% 地检测并分档。由于磁环的磁导率受温度的影响很大，测试时必须在一一定的室温、一定的高频电流（如 40kHz、0.5A 或 1.0A）下测量其单匝电感量，并按其值大小分档。对不同的产品，选用一定范围内单匝电感量合适的磁环，并优化电路的参数，如磁环匝数、三极管的发射极电阻、基极电阻和输出电感等，以使线路的工作状态得到最优化，整灯功率落在所希望的范围。一般同一批磁环的单匝电感量分布的范围较宽，如果工厂在使用时要求过严，供货方是很难做到的。上述不同产品采用不同档次的磁环的做法，可以较好地解决供需双方的困难。

对于电感所用的磁心，一般选用磁导率为 2K 左右的锰锌铁氧体材料，其居里点应足够高（大于 180℃），磁导率最好具有正温度系数。磁心要磨有气隙，使磁心所绕电感受温度的影响小一些，基本上不随温度的变化而变化，或随温度增加而仅略有上升。另外，磁心的损耗应尽可能小一些，而且在 85℃ 附近，随温度的升高，希望它的损耗能下降，即具有负温度系数。一般在大功率的电子镇流器中应尽可能选用损耗小的磁心。为了测量磁心电感的 L—T 曲线，可将电感置于装有变压器油的烧杯中，油将磁心淹没，通过电炉加热将油逐渐升温，并用 LCR 电桥测量其电感随温度变化的情况，用变压器调节电压可以控制炉温。用此方法还可按第四章的原理测得磁心的居里点。每当更换磁心的供货厂家时，都必须对磁心进行这种测试。

七、节能灯的塑料外壳

节能灯的塑料外壳要求上下扣合要紧，以满足 UL 认证时跌落试验的要求。灯头与塑件咬合要紧，能承受 3Nm 扭力矩试验的要求。此外还应做介电强度试验，在螺口灯头的壳体（灯头外壳和眼片断路）与灯的其他可触及的部件之间（在可触及的绝缘件上包一层金属箔）施加高压：

对 U 为 220~240V 灯， 加 4000V 电压；

对 U 为 100~127V 灯， 加 1000+2U 电压。

试验时间为 1min。在试验期间应不出现飞弧和击穿现象。为满足这一要求，塑件上下盖的咬合要紧，咬合部分要多一些，PCB 板上的布线不能太靠近边缘等。

从上述可知，电子节能灯和电子镇流器虽是小家电产品，但它对元器件和材料的要求是相当严格的，为确保电子节能灯和电子镇流器的质量，对它们的关键元器件和材料应直接从生产厂家定点供货，并要求提供检测数据和例行试验报告，对磁环、三极管、电感进行 100% 的全检。对用量较大的电容、电阻可采用抽样检验，合格质量水平 AQL 可按 2.5 验收。

对新选定的供货厂家，如为关键元器件（如电解电容器、磁环、三极管等）除上述检测外，还应装成整灯置于恒温箱中在 60℃~70℃ 下加 110% 的额定电压进行老化试验，如果能连续点燃 8h 或更长的时间而不损坏，说明元器件的高温特性是好的。

对关键元器件供货厂家的更换应持慎重态度，万不可贪图价格的便宜而贸然更换厂家，弄不好引发产品出现重大质量问题，以小失大。

第二节 电子镇流器和电子节能灯的流水线生产

电子节能灯和电子镇流器是一种低附加值、利润薄的小家电产品，而其要求又比较高，只有采用大规模的流水线生产，具有一定的批量，才能使产品具有良好的性价比，企业才能获得一定的经济效益。

一、电子镇流器和电子节能灯的流水线生产

电子节能灯和电子镇流器的流水线生产按以下工序进行：

① 元器件入库检验，只有其质量特性符合产品的技术条件和标准的，才可以在批量生产中用。

② 按生产任务书及配料清单配料。

③ 插件。插件按流水作业进行，根据元器件的引脚数及难易度分配任务，每个工人前面均有相应的作业指导书，工人按该工位的要求对号入座，在印制电路板上插入相应的元器件。

④ 波峰焊接。先在高波峰焊接机上焊接、切脚，再在低波峰焊接机上焊接；也可以先浸助焊剂后，在锡锅内浸锡、在切脚机上切脚，再在低波峰焊接机上焊接。

⑤ 补焊。补焊的目的是整形，将元器件摆放不整齐的扶正，补虚焊点、漏焊点以及漏插的元器件，还须纠正插错的（如二极管极性）元器件。

这个工序对工人的焊接技能要求较高，上岗前要进行培训，让他们熟悉电烙铁的保养和维护、正确的焊接方法以及如何焊接出良好的焊点等等。

⑥ 测试。焊接好的印制电路板经检查无误后，还须逐个进行测试。为此，在其输出端接相应功率的灯管，在输入端加额定交流电压，并检查电子节能灯或电子镇流器是否正常工作，各项参数是否满足技术要求。检测后，将出现故障的电路板剔出，送去返修。

⑦ 老化。老化的目的是淘汰早期失效的元器件使出厂的电子节能灯或电子镇流器更加可靠，也能检验出电路的设计是否合理。

⑧ 装配和出厂检验。

二、在波峰焊接时应注意的事项

波峰焊接是一个关键工序，它的质量好坏，直接影响后续工序的工作量，特别是补焊的工作量。影响波峰焊接质量的主要因素有：

1. 波峰高度

波峰应平稳，波的表面高度以达到 PCB 板的 $1/2 \sim 2/3$ 厚度为宜。过高，焊点会拉尖、堆锡过高、锡溢出到板上，使元件短路、烫伤元器件等；过低，会出现漏焊、挂锡等。

2. 焊接温度

指焊接处与焊料接触的温度。太低，则焊点毛糙、不光亮，出现虚焊及拉尖；过高，则 PCB 会变形，阻焊膜起泡，对元器件也不利。合适的温度为： $230^{\circ}\text{C} \sim 260^{\circ}\text{C}$ ，PCB 板如用酚醛板，则焊接温度为 $230^{\circ}\text{C} \sim 240^{\circ}\text{C}$ ，用环氧树脂板则为 $240^{\circ}\text{C} \sim 260^{\circ}\text{C}$ 。

3. 传递速度与倾角

波峰焊接机的传递速度过慢则焊接时间长，给 PCB 和元器件造成不良影响；过快，则焊接时间短，造成虚焊、漏焊、桥接堆锡、产生气泡等现象。一般传递速度为 1m/min 左右，每个焊接点停留时间以 3s 为宜。

倾角指 PCB 板与焊锡的波峰间所形成的一个倾角，合适的倾角可以消除挂锡、拉尖等现象，一般选 $5^{\circ}\sim 8^{\circ}$ ，以 6° 为佳。

为了提高焊接质量，PCB 板在制作时可预先镀 Sn-Pb 合金或 Ag，并在 PCB 加工完后，立即浸渍一层助焊剂，以保护焊盘免受腐蚀和污染。在波峰焊接前涂助焊剂可增强焊接效果。在波峰焊接机内 PCB 板在到达焊锡波峰之前，先将其预热到 $70^{\circ}\text{C}\sim 90^{\circ}\text{C}$ 、时间约 40s，以使焊剂活化，防止焊点出现虚焊和漏焊。PCB 板涂阻焊膜有助于防止桥接、短路，可使焊点饱满，节约焊料等。

在焊接过程中，锡锅内焊料 (Pb-Sn) 中铜的含量会增加，它是十分有害的，即使铜的含量增加 $0.1\%\sim 0.2\%$ ，也会使焊锡变得硬而脆，融熔温度增高。焊锡中铜的允许含量仅为 $0.3\%\sim 0.5\%$ ，超过 0.3% ，就应去铜。其法如下：将 Pb-Sn 焊料加热到 300°C ，保持 30min，断电源，令温度下降到 180°C 左右，这样，反复几次后，用约 7~8mm 的铁捞子在 Pb-Sn 中捞铜，因铜已固化，漏不下去，故可捞去铜，使焊料 (Pb-Sn) 中铜的含量降低，从而满足波峰焊接的要求。

操作波峰焊接机的工人应当是一个技术工，他对机器的构造、性能、特点应有一个全面了解，能熟练操作设备，使机器正常运转，不出现故障。工作中他应当不断检查 PCB 焊接质量，定期检查焊料成分，如出现焊接质量问题，应及时查明原因。不要等问题成堆再去解决。

三、对补焊中焊接质量的要求

焊接时，工人一定要保持烙铁头清洁，经常在松香和湿布上擦拭并沾锡，松香内含有一种松香酸，可去除金属表面的氧化膜，容易使烙铁头清洁并沾锡。带锡的烙铁头可以更好地加热焊接点，温度容易升上去。当焊点达到一定焊接温度后，再把焊锡丝放在焊点上熔化，移开焊锡丝，并稍稍移动烙铁头，使熔化的焊料在助焊剂的帮助下流满焊点，渗入被焊物面的缝隙。当焊料适量、焊点饱满后，就应移开烙铁。采用这种焊接方法，焊接所得到的焊点光亮、圆滑，没有毛刺。在焊接时，注意保持烙铁头温度适当（以松香熔化较快又不冒烟为原则）焊接时间也要适当（约为几秒）。焊接时间过长，则焊料氧化，焊点表面粗糙不亮，甚至铜皮翘起；时间过短，焊料不能充分熔化，未挥发的焊剂（松香）会形成绝缘层，造成虚焊。特别在元器件引脚有氧化物或污物时，例如灯丝或电解电容器的引脚，更易产生虚焊，经过一段时间之后电子节能灯或电子镇流器就会因虚焊而出现故障，使荧光灯不亮。一个好的焊点应该焊点光滑、锡量适中，无毛刺、砂眼、气孔，无拉尖、桥连和溅锡等现象。

焊接时应选用性能良好的焊锡丝，焊锡丝也应定点供应，避免使用价低质次的劣质品。

对焊接工应定期培训，并加强对工作责任感的教育，一般电子节能灯或电子镇流器的工艺方面的故障，多半是由焊接工操作不当引起的。生产管理者对此一定要给予足够的重视，万不可等闲视之。

四、测试、老化及检验中应注意的事项

焊接好的印制电路板要经过严格的测试，它是电子节能灯或电子镇流器生产中一个重要

的质控点，管理及工艺人员必须严格把好这一关，并对质量结果进行分析，得出一些有规律的结论，以便对相关工作做出改进。

测试包括测电子镇流器的功率及功率因数。对在异常状态下保护功能的测试，在必要时还要测量输入谐波含量。在测异常状态下的保护功能时，输入电源电压应置于180V、220V、240V下分别测试三次，既不能提前保护，又不能没有保护，如出现这种情况，应调节保护电路的参数，直到保护功能满意为止。一般老化中产品的故障率不应超过1%~5%（成熟的产品故障率只有千分之几），如故障率太高，则应检查元器件是否有质量问题，甚至重新检查电路的设计。

在老化电子节能灯时，应密切关注老化过程中是否出现普遍的烧灯现象。如有，则应立即停止老化，由技术人员分析故障现象，查出原因。这是因为电子节能灯没有保护电路，一旦出现异常，就会烧毁器件，造成经济损失。对于第一次投产的新品种，可以对首批产品多老化一次，加严老化要求，以便及早发现在电路的设计上是否存在重大的质量问题。

对电子镇流器应进行全检的例行检验有：电气强度（带电体与壳体之间施加1800V高压，1s不得击穿）和通电试验（输入规定电压，试验光源应能正常燃点）两项。每一个产品出厂前都必须进行这两项检验。至于耐热和耐火性能和标识两项检查，则可按生产批次进行，也可按一定时间间隔进行，但最长不应超过一年。

第三节 电子镇流器新产品的研发过程控制

在电子节能灯和电子镇流器的生产工厂中，始终存在产品的开发研制问题，在研发过程中，必须贯彻ISO9000，以便加快工作进度，少走弯路，减少经济损失，制造出适合市场需要的产品。

一、开发项目的来源

- ① 外单位委托或客户提出要求的产品；
- ② 对现有产品的系列化，改型或提高；
- ③ 根据对市场需求的调研、对行业及技术发展的预测，具有市场前景的产品。

一般市场部业务人员提出的客户要求，往往会夸大该产品的需求量，不能单听一面之词。必须进行调研，确信该产品真正具有广阔的市场前景，方可立项。如能同客户签订定货合同，就可保万无一失了。否则，盲目立项，就有可能造成人力物力的浪费，延误其它产品的开发。

一旦根据现有人力、物力对所提出的项目作出决定予以立项后，研发人员要写出设计任务书，其中应包括：

- a. 任务来源；
- b. 该产品的技术要求；
- c. 试制各阶段完成日期及参加人员；
- d. 所需的研发费用。

二、新产品试制的四个阶段

新产品的试制共分四个阶段，即预研、初样制作、小样生产、生产性试制等阶段。

新产品的设计开发流程图如图11-1所示。

1. 预研阶段

在预研阶段要进行设计方案论证并加以评审，其工作有：

- ① 调查搜集有关资料加以消化、理解；
 - ② 相关样品的分析，画电原理图，测试其技术性能、光电参数，写出评价的相关资料；
 - ③ 确定预研方案，为了突破复杂关键技术、减小产品预研的技术风险、寻求最佳方案，要进行一系列的相关试验，做好原始记录，并加以整理分析；
 - ④ 制订产品的方案设计，对该方案进行理论分析和计算，通过优化设计和必要的试验，提出完整的电原理图、关键元器件的参数计算、初步的结构设计等。
- 设计方案要通过评审，如未通过，则应重新进行方案设计。

2. 初样制作

初样制作是检验设计方案正确与否的依据，根据上述预研阶段中在电路搭试的基础上，制作 PCB 手板及样品，其数量应不少于 6~10 只。样品完成后，进行光电参数、输入特性、输出特性的测试，可靠性测试，并做出完整的记录。这些记录应当是质检部门即第三方，而不是开发者本人提供的。

如制作的样品取得较为满意的测试结果，则写出初样制作总结报告，此外还应编制以下文件：

- 产品的电原理图；
- 印制电路板图（布线图、元件布置图）；
- 元器件明细表（Bill of Material, BOM）；
- 关键元器件的采购规范；
- 生产及试验用的工装夹具；
- 初步成本估算；
- 产品的技术条件。

如初样的性能测试与试验均已通过，验证了设计方案的正确性，则进行初样评审、PCB 板开模评审、结构件开模评审等工作。

如初样评审未通过，则重新进行预研，重新制作样板，直到初样评审通过为止。这个阶段的工作一定要仔细。

3. 小样生产

用小批量生产验证设计方案的正确性。如试产通过，则写出试产报告、研制技术总结报告、产品技术条件、产品设计图纸、结构图纸、工艺技术文件、自制件消耗定额、标准件及外购件清单、产品检验规范、劳动工时和成本核算等。小批量试生产数量应不少于 50 只。

4. 生产性试制阶段（批量试生产阶段）

通过批量试生产以完善与改进产品的设计文件、工艺文件，全部技术文件，最终达到生产定型的目的。

批量试生产数量应为 200~500 只。只有批量试生产取得满意效果才能算是研发工作完成任务。

三、产品开发人员的奖励办法

为了鼓励研发人员的工作积极性，应在批量试生产完成任务后，给予一定的奖励，奖金可分为一次性奖金和利润提成两部分，其具体细则可由单位制定并事先予以公布。

研发人员也应发扬锲而不舍、对工作极端负责的精神，加速研发工作的进程，降低产品成本，提高产品的质量与合格率，以扩大所在公司节能产品的知名度和市场占有率，为早日创造出良好的经济效益而做出不懈的努力。

第四节 有关电子镇流器和电子节能灯的国家标准

我国对电子节能灯和电子镇流器制定的标准大致分三类：即强制性的安全标准，推荐性的性能标准以及含有强制性的能效标准。

20 世纪 80 年代后，随着我国研制和生产电子节能灯和电子镇流器的单位日趋增多，为了改变许多单位无标准生产的混乱局面，并给生产厂家以技术指导，提高他们的产品的质量水平，国家先后制定和公布了有关照明产品的一系列相关标准。

1. 荧光灯系列

1989 年我国参照了国际电工委员会 IEC60081：1984 年第四版制定了国家标准 GB10682《普通照明用管形荧光灯》，以后在 1997 年和 1998 年原国家技术监督局发布了有关自镇流荧光灯的两项标准即 GB16844-1997《普通照明用自镇流荧光灯安全要求》，GB/T17263-1998《普通照明用自镇流荧光灯性能要求》，同时还出台了单端荧光灯的安全及性能两项标准，即 GB16843-1997《单端荧光灯安全要求》和 GB/T17262-1998《单端荧光灯性能要求》，这些标准等同采用、或等效采用、或参照采用了国际电工委员会（IEC）的相关标准。

2002 年根据 IEC 标准的调整，国家监督检验检疫总局发布了两个标准，即 GB18744-2002《双端荧光灯安全要求》（等同采用 IEC61195 第二版）和 GB/T10682-2002《双端荧光灯性能要求》（参照采用 IEC60081 第一版）。

随着生产技术的改进、产品质量的提高，在 2002 年对 GB/T17262 和 GB/T17263 第一版进行了修订，至此荧光灯的现行标准共有以下六项：

GB18774-2002《双端荧光灯安全要求》，
GB/T10682-2002《双端荧光灯性能要求》，
GB16843-1997《单端荧光灯安全要求》，
GB/T17262-2002《单端荧光灯性能要求》，
GB16844-1997《普通照明用自镇流荧光灯安全要求》，
GB/T17263-2002《普通照明用自镇流荧光灯性能要求》。

2. 电子镇流器系列

对于电子镇流器，我国轻工业部于 1989 年发布了专业标准 ZBK74011《管形荧光灯用

交流电子镇流器的一般要求和安全要求》，1990年又发布了ZBK74012《管形荧光灯用交流电子镇流器的性能要求》。这些标准都是参照了IEC928和IEC929制定的。考虑到我国电子镇流器生产的实际水平，对性能标准中一些条款，做了一定的保留。随着市场经济的发展，以及产品的质量的提高，国家技术监督局在1994年发布了如下两个标准：

GB15143-94《管形荧光灯用交流电子镇流器的一般要求和安全要求》，

GB/T15144-94《管形荧光灯用交流电子镇流器的性能要求》。

这两个标准分别等同采用IEC928（1990）和等效采用IEC929（1990）标准。

此外，涉及电子镇流器的标准还有：

GB17625.1-98《低压电气及电子设备发出的谐波电流限值（设备每相输入电流小于16A）》，

GB177430-99《电气照明和类似设备的无线电骚扰特性的限值和测量方法》

在做电子镇流器的安全认证测试时所依据的就是这些标准。

3. 关于能效标准

20世纪90年代末，我国颁布和实施了《中华人民共和国节约能源法》，逐步加强了对节能管理工作的力度，从1995年开始，中国标准研究中心全国节能委陆续开始组织首批能效标准的修订和部分新的家用电器照明产品能效标准的制订工作。例如对双端荧光灯，制定了《普通照明用双端荧光灯能效限定值及能效等级》标准。在该标准中规定了双端荧光灯的能效等级，它是实施产品能效标识制度的依据。其次，规定了能效限定值，这是一个强制性指标，进入市场的产品都必须达到这一最低能效值。

在该标准中以双端荧光灯的初始光效（每瓦流明）作为评价能效水平的参数。能效等级共分为3级：1级是目标值，代表该产品是先进而高效的，目前市场没有或只有少数产品能达到这一要求；2级为节能评价价值，凡能达到或超过该值的产品，并通过节能机构的审核认可，就可贴节能标识，便于消费者选择采用；3级作为能效限定值，是强制性指标，凡低于能效限定值的产品，将被禁止进入市场销售。对于单端荧光灯及自镇流荧光灯，情况大致与上述相似。在作能效等级判定时，除了光效要满足相应的初始光效外，2000h的光通维持率也必须不低于80%。

对于电子镇流器来说，它是以能效因数（BEF）作为节能评价价值，

$$\text{能效因数} \quad \text{BEF} = U/P \times 100 \quad (11-1)$$

式中： U ——镇流器流明系数；

P ——线路功率，以W计。

能效因数分两级，即能效限定值及节能评价价值，其具体要求见国标GB17896-1999。

第五节 电子镇流器和电子节能灯的安全认证

一、有关安全认证的要求

照明产品是否安全主要表现在以下三个方面：即产品是否漏电，是否有造成使用者触电的危险；是否有电源线、元件短路引起火灾的危险；是否有对使用者造成人身伤害的危险。

安全认证机构从以上三个方面的要求出发，对产品进行各种形式的试验和测试，以判断该产品是否安全。因此，凡是通过安全认证的产品，都能最大限度地降低产品的安全隐患，保护消费者的人身安全，保护环境和公共安全。对电子镇流器来说，安全认证的测试标准为 GB15143-94《管形荧光灯用交流电子镇流器的一般要求和安全要求》；对节能灯来说，安全认证的测试标准为 GB16844-1997《普通照明用自镇流荧光灯 安全要求》。

除此以外，对电子节能灯和电子镇流器的安全认证，还包括电磁兼容（EMC）测试。这是为了避免产品对环境造成电磁污染所必须的，下面对电磁兼容的概念做一个简单的介绍。

电磁兼容性（Electromagnetic Compatibility）是研究在有限的空间、时间及频谱条件下，各种电气设备可以共存而不至于引起降级的一门科学。它包含两个方面的含义：一方面要求产品本身对外界的电磁干扰（Electric magnetic interference-EMI）强度在特定的频率范围内（例如 9kHz~30MHz）都必须处于特定曲线以下，以免引起其它电气设备的性能下降；另一方面产品在面临其它电气设备的电磁干扰时，都必须具有一定的抗干扰能力，而不会降低其运行性能，即具有一定的电磁抗扰度（Electric magnetic Immunity）。抗扰度也可以用另外一个概念：电磁敏感性（Electric magnetic susceptibily-EMS）来描述。所谓电磁敏感性是指电气设备在有电磁干扰的情况下不能避免性能降低的能力。显然，敏感性高，则抗扰度低，反之亦然。

由上述分析知，电磁兼容（EMC）是指产品与在同一电磁环境中的其它电气设备同时工作时，既不会对其它设备产生干扰，也不会受到其它设备的干扰，彼此在电磁上是兼容的。所以电磁兼容（EMC）是由电磁干扰（EMI）和电磁抗扰度（以电磁敏感性 EMS 来描述）共同构成的，即

$$EMC = EMI + EMS$$

对电子节能灯和电子镇流器进行电磁兼容测试所依据的标准为 GB17743-99《电气照明和类似设备的无线电骚扰特性的限值和测量方法》，它等同采用了国际无线电干扰特别委员会 CISPR 中的 F 分会制定的标准 CISPR15。

为了减少对电力网的干扰和影响，对电子节能灯和电子镇流器输入电流谐波含量的限值，也提出了一定的要求，所依据的标准是 GB17625.1-2003《低压电气及电子设备发出的谐波电流限值》，它等效采用 IEC 标准 IEC61000-3-2，1995 年 3 月第一版。

如前所述，这一要求对于大于 25W 的电子节能灯和电子镇流器来说，该标准比老标准中 L 级要低一些，而比 H 级标准要高得多。单单采用逐流电路或双泵电路，由于输入电流有一段死区时间，其输入电流谐波含量的限值，很难达到标准中规定的要求，必须采用高频泵电路或有源功率因数校正电路或其它更好的无源功率因数校正电路才行。

以上三个方面的要求我国的标准同国外的标准是接轨的，我国目前推行的 3C 安全认证就是按这些要求进行检测的。

二、我国的 3C 认证以及如何申请 3C 认证

随着我国加入 WTO，与国际贸易接轨，从 2003 年 8 月 1 日起，按照世界贸易组织“统一认证标志”的原则，我国依法对 19 类 132 种产品（其中包括照明电器）进行强制性认证制度（China Compulsory Certification——中国强制认证，缩写为 CCC），只有通过安全认证加贴 3C 标志的产品，方可出口、出厂销售和在经营服务场所使用。

目前由于我国的节能照明产品的市场很不成熟和规范，一些企业在市场竞争中不是依靠

提高产品的质量，而是靠压低价格来竞争，导致市场混乱，劣质产品泛滥，增加了用户对这类产品的不信任和误解，很不利于照明产品的健康发展。因此在我国推行 3C 认证制度和节能标志认证制度，必将限制效率低、质量差的照明产品继续生产，促进高效、优质产品市场的扩大，使生产高效优质产品的企业能够上规模，提高它们的生产工艺水平，并取得一定的经济效益。也只有这样，才能使照明行业的发展步入正轨，为高效率、高质量的照明产品提供一个健康的大市场，相关企业获得一个广阔的、良好的发展空间。

企业如须为其照明产品申请 3C 认证，可按以下步骤进行：

首先应向中国质量认证中心 CQC 提出申请，为此，可登录 CQC 网站，网址是：<http://www.cqc.com.cn>，从该网站上取得有关 CQC 产品认证公开文件，按要求填写 CCC 认证申请书（APPLICATION FOR THE CCC CERTIFICATION）及其相关资料，提交给 CQC 中心。

CQC 中心审查、受理认证申请后，向申请单位发出受理认证申请，给予一个 CCC 认证申请编号，同时指定委托的产品检验机构（例如上海市产品质量检验监督所）负责对申请认证的产品进行检验，该机构会根据申请 3C 认证的产品系列品种规格，告知申请单位应缴纳的费用及送检样品的规格及数量。

以电子镇流器为例，检验机构根据国家标准 GB15143-94、GB17625.1-2003 及 GB17743-1999 等三个标准对产品进行测试，如果检验合格，检验机构会出具统一格式的检验报告。一般讲，产品能否满足 GB15143-94 安全认证要求，企业均有一定的手段可以作出判断，但能否满足电磁兼容（EMC）要求，即满足国标 GB17743-1999 基本上是心中无数的。这是因为 EMC 问题一般比较复杂，照明电器制造厂家的技术人员受技术水平及条件的限制，对 EMC 问题的认识还很不深入，对如何解决 EMC 问题往往缺乏针对性和有效性；再加以测试仪器价格昂贵，在研制电子镇流器的过程中，一般企业没有足够的测试仪器和设备。因而在做电子镇流器的 3C 认证时，对能否通过 EMC 测试，心中毫无把握。如果在申请 3C 认证时这项测试没有通过，可以到有 EMC 测试资质的机构进行整改，直到规定检验的项目全部通过为止。

通过测试并取得产品检验报告后，CQC 会通知有资质的机构到申请单位对工厂产品质量保证能力进行审查，主要对开发/设计—采购生产进货检验—过程检验—最终检验进行审查，突出关键/特殊生产过程和关键检验环节，对影响产品安全性能的关键部件和材料进行现场确认，并对工厂的实验条件以及资源配置情况进行确认。与此同时，还对工厂生产的产品进行检测，看产品的性能指标是否满足标准的规定。

一般来说，如果企业已经取得 ISO9000 质量保证体系，那么工厂检查就不会有问题。如工厂检查有些项目未能通过，工厂应限期进行整改，提出整改措施，必要时，还要再进行一次审查。认证中心在收到产品检验报告、工厂审查报告后，进行综合评价，在两个工作日内便向申请方颁发 CCC 认证证书和标志使用协议书，办理标志使用、认证公告等事宜。

第六节 关于电子镇流器和电子节能灯的电磁兼容问题

一、电子镇流器和电子节能灯的电磁干扰源

对电子节能灯和电子镇流器来说，要解决电磁兼容（EMC）问题，必须要了解电子节

能灯和电子镇流器产生的电磁噪声来源，并把它限制在一定的电平以下，以免这些电磁噪声通过输入电源线传导到电网中去，造成传导干扰，对周围的电磁环境造成污染，并影响该环境内有关电子设备或系统的正常工作。至于辐射干扰，一般在 EMC 测试时基本上比较容易被通过。

电子节能灯和电子镇流器中的电磁干扰源主要来自以下一些原因：

① 元器件的固有噪声。它们主要有热噪声、散粒噪声、接触噪声等。但是在功率转换的电子应用中，这类噪声并不太重要，它只在信号变换、信息处理、通信接收等微弱信号处理中才有十分显著的影响。

② 半导体二极管在开关过程中产生的电磁噪声。在快速开通和关断的同时，瞬时变化的电压和电流，如其 di/dt 很大，就会形成很强的电磁噪声，例如二极管在整流时由于非线性而产生的电流尖脉冲，不仅会产生二次、三次……及高次谐波的干扰，而且还会形成连续频谱的电磁噪声，分布在较低的高频范围内。不过这一部分干扰很容易通过 LC 滤波加以滤除，例如低功率节能灯（不考虑输入谐波限值的要求时）要通过 EMC 认证并不困难。

③ 在采用可控硅（SCR）调光电路中，如通过改变可控硅触发导通角来改变输入电压，则可控硅触发导通角不同，对电磁噪声的影响也不同。当导通角由 0° 到 90° 增大时，SCR 开通和关断时对应的电网电压逐渐加大，造成的瞬态噪声也随之加大。这一类电磁噪声的影响同二极管在开关过程中产生的电磁噪声的影响相似。

④ 功率半导体器件（如双极型三极管、场效应管、IGBT 等），在开关过程中，存在很高的 di/dt 。例如在半桥逆变电路中开关管电流 i_s 。虽然基本上接近半个正弦波（见第三章介绍），但在其开始处有一个幅度较大的尖脉冲，而在其结束处有一个幅度较小的尖脉冲，它的重复频率高而电流变化速度快，通过线路或元器件的引线电感、分布电容，产生很大的瞬态电压或电流，并有可能引起寄生振荡。开关重复频率愈高、开关速度愈快、开关电流愈大，所引起的瞬态电磁噪声也愈大。在电子镇流器中，这类电磁噪声的影响最严重，是传导干扰主要来源，也是不容忽视的。它在交流电网输入线上直接产生两类传导干扰：差模与共模噪声。所谓差模干扰信号是指在相线 L 和中线 N 之间存在的相位相反的干扰信号，而所谓共模干扰信号是指相线 L 与地 G 间以及中线 N 与地 G 间存在电位相同、相位也相同的干扰信号。后一类干扰是来自空间的辐射、感应或串扰，对每一根电源输入线的作用是同相的，因而是共模的。为达到电磁兼容的要求，上述两种噪声都必须设法加以滤除，其中共模干扰信号滤除起来比较困难，只有采用共模滤波器才成。

应该说明，电子镇流器内部这类高频开关信号，开关频率越高（如 80kHz 以上），其电磁干扰越严重，越不容易满足 EMC 要求，而且还会产生高次谐波的辐射噪声，对辐射干扰的影响也不容忽视。

⑤ 在有源功率因数控制（校正）电路中，输入电流是一串重复频率由几十千赫到 100kHz 的三角波。由于这些脉冲电流直接出现在电源输入线上，包含的谐波频率又很丰富，可达几兆赫乃至几十兆赫，所以，它形成的电磁噪声的强度是很大的，对传导干扰的影响是很厉害的，也是不容忽视的。

⑥ 在采用高频泵电路或双泵电路的无源功率因数校正线路中，功率开关管的高频开关信号通过反馈元件加到输入端，由电源进线送进电网中，形成传导电磁干扰。在采用这类电路时，一定要采取良好的滤波电路、合理的元件参数，滤除差模与共模噪声，否则 EMC 测

试是很难过关的。

⑦ 荧光灯管的辉光放电和弧光放电，其中弧光放电的干扰强度比辉光放电干扰强度要大，也会产生电磁干扰，但它们主要是辐射干扰，对电子镇流器的传导干扰贡献不大。

二、如何减小电子镇流器中的传导干扰

如何满足对电子镇流器的电磁兼容要求，通常采用的措施有电路布线设计、屏蔽、接地及滤波等。

1. 电路布线设计

产品内部的干扰主要来源于寄生耦合，在电路设计时要抑制形成寄生耦合的那些寄生参数。在实际布线时，将不同工作频率的走线分开，高压与低压的走线分开；处于强磁场的地线不应形成地回路，以免感应出地环电流而造成干扰；产生电磁场较强的元件和对电磁场敏感的元件布置时应互相垂直、远离或加以屏蔽以减少互感耦合；各级电路最好按电原理图顺次排列，而不要交叉排列，务必使各级电路自成回路，前后电路间避免形成不良的寄生反馈。

PCB 的布线应尽量缩短，输入线（电源）最好远离带有高频电流的导线，例如灯丝线，所以电源线同灯丝线如分别处于镇流器的两端，就会更容易满足 EMC 要求。有时由于高频磁场的感应而使传导干扰在某些频段超标，即使加大电感和电容也无济于事。

在产品设计时，一定应充分考虑必要的 EMC 控制措施，预先留一些放置某些元件的位置。在产品试制时，通过试验，在满足 EMC 要求的前提下，逐次将不必要的、可有可无的、价格昂贵而作用不大的元件去掉，这样在大量生产时既能降低成本而又能满足对 EMC 的要求。

2. 外壳接地

外壳接地有以下几个作用：

① 实现对电场的屏蔽，用屏蔽来削弱外界噪声引起的干扰。如对某些元件单独进行小范围的屏蔽，其抑制电磁干扰的效果会更好。

② 接地具有很低的阻抗，使系统中各路电流通过该公共阻抗直接接地（大地，具有恒定不变的电位），例如电源的相线及中线通过 Y 电容，接外壳及大地，可以减小系统的传导干扰噪声。为避免漏电，Y 电容一定要能够承受较高的耐压。

③ 保证人身和设备安全，这类接地分为防止设备漏电的安全接地和防止雷击的安全接地两类。

照明电器通过电网供电，如绝缘击穿则机壳带电，会危及人身安全。将电路的接地端与机壳相接，再让机壳与接大地的接地体相连，两者间的连接电阻通常约为 $5\sim 10\Omega$ ，万一机壳漏电，当人体接触带电外壳时，大部分漏电流将被接地电阻分流，使流过人体的电流大大减小，保证了人身安全。

3. 加装去耦电容

在开关管附近的电源加装去耦电容，使开关管开通瞬间所需的电流不再由电解电容提

供，而由去耦电容就近为器件产生的 ΔI 噪声电流提供一个电流补偿源。一般去耦电容用一个容量较大的电容和容量较小的电容（相差 100 倍）并联来担当。在第三章图 3-4 中 C_7 、 C_8 就能起到去耦电容的作用，为节省成本，不用再另加去耦电容了。如不接去耦电容，则开关管开通瞬间的所需的 ΔI 由电源提供，在电源及接地系统中会引起电流的波动，从而在 PCB 的走线上产生电流噪声。

此外，在电子节能灯和电子镇流器的半桥逆变电路中，半桥中点和地（或电源正端与半桥中点）之间所接的电容，能减小开关管电流两个电流尖脉冲的幅度，有助于减小电磁干扰噪声。适当地选择这个电容的参数，能大大减低电流尖脉冲的幅度。这样，既可以减小电磁干扰，又能降低开关管的发热程度。对这个电容参数的选择一定要认真对待，合理取值。

4. 采用无源滤波器

采用无源的 EMI 滤波器是抑制传导干扰最有效的办法，滤波器接在电子镇流器的电源输入端和整流器之间，信号源即噪声源来自镇流器内部，而其负载则是电源输入端。

应当注意，在选择滤波器的 LC 元器件时，一定要根据电子镇流器的功率容量，使它们能承受相应的电流及耐压，即要求它们有足够的无功功率容量；此外，对 LC 元件的寄生参数也要严格控制，它的制作工艺、元件的安装位置、连线方式和路径，都会对 EMI 滤波效果有所影响。

在设计电子镇流器的 EMI 滤波器时，除了对滤波效果有所要求（在 9kHz~30MHz 频率范围内获得最有效的滤波效果）外，还要求电路结构最经济、占用的空间最小、而花费的生产成本又最低，以取得最高的性价比。

对滤波器的分析可采用图 11-2 所示的滤波电路（四端网络）来进行，图中作为滤波器四端网络的输入端与噪声源相接，而输出端则与电网相接，各种高频电磁干扰及瞬态噪声通过传导耦合进入电网的噪声电平，由于滤波电路的滤波作用，能够将其减小到可以接受的电平。



图 11-2 降低传导干扰的 EMI 滤波器

滤波器抑制电磁噪声的效果好坏，可以用插入损耗（Insertion Loss） IL 来表示：

$$IL = 10 \lg P_1 / P_2 \quad (11-2)$$

式中， P_1 为不接滤波器时从噪声送到负载 Z_L 上的功率， P_2 是接入滤波器后传送到负载上的功率。

显然，插入损耗越大，滤波效果越好，对传导干扰的抑制作用越大。

应当注意，对图 11-2 的分析并不是一件很容易的事情。因为在这里噪声源 U_g 的特性、其内阻抗 Z_g 的特性以及负载阻抗 Z_L 的特性，都是未知的，特别是要建立噪声源特性的数学模型是十分困难的。一般来说，噪声源的电压 U_g 和阻抗 Z_g 跟电子镇流器的线路形式、电路结构、布线方式、工作频率及电路的元件参数等诸多因素有关，阻抗 Z_g 可能在较宽的范围内变化。作为滤波器的负载阻抗 Z_L 也是不确定的，因为它和该电子镇流器在电网中的连接点位置有关，并且会随电网中用户用电情况而随时发生变化。所以 EMI 滤波器与噪声源及负载阻抗 Z_L 之间是不可能匹配的，对它的分析就应按不匹配的条件来进行，因而不能直

接引用信号滤波器的一些分析结果（那时阻抗是匹配的，信号传输无反射）。可见，完全想通过数学计算来设计 EMI 滤波器在一般的工厂中是不现实的。比较普遍的办法是通过实验摸索，辅之以对结果的理论分析，再进行实验，直到取得满意的效果。

EMI 滤波器主要是由串联电感和并联电容组成的低通滤波器，由于电磁干扰信号有两种形式，即差模干扰和共模干扰，所以 EMI 滤波器也要分成两种形式。

图 11-3 是能够抑制共模干扰的滤波器，图中 L_c 是共模电感，它绕在一个磁心上（UF 型）不加气隙，其同名端都处在电源的输入端上，因此电源电流流过两个绕组时大小相等而方向相反，对工频磁场不会有饱和问题。它对共模干扰有很强的抑制能力，但对差模噪声的串联阻抗较低，等效电感为 $L_c' = 2(L_c - M) = 2L_c(1 - k) \approx 0$ ，没有抑制能力。

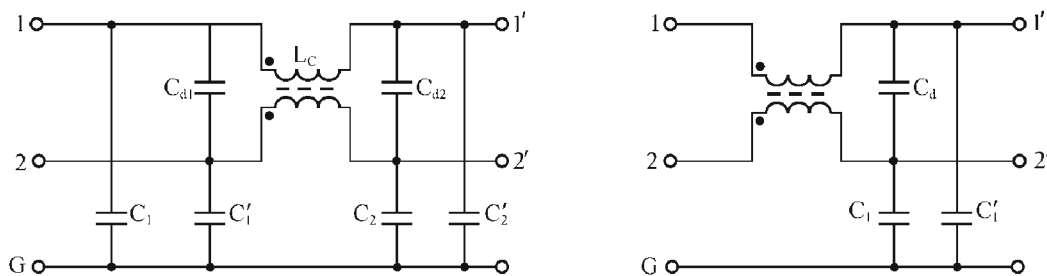


图 11-3 带共模电感 L_c 的滤波器（图中共模电感绕在同一磁心上，·表示同名端）

图 11-4 是既能抑制差模干扰，又能抑制共模干扰的 EMI 滤波器，图中 L_c 为共模电感， L_d 为差模电感，可用工字形磁心，由于是开放磁路，其漏磁及磁阻均较大，发热较严重；如用 E 型磁心，其漏磁可减少，有助于通过对 EMC 的要求。一般来说，对 9~150kHz 低频段采用差模滤波器比较有效；而对 150kHz~30MHz 的高频段采用共模滤波器比较有效。

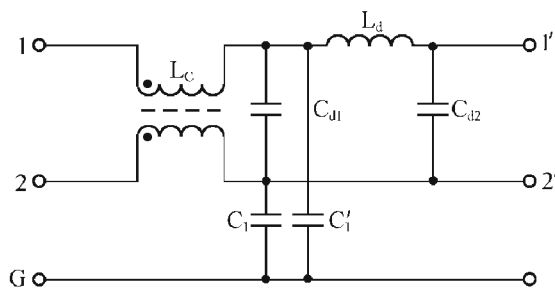


图 11-4 带共模及差模电感 (L_c 及 L_d) 的滤波器

这里所介绍的 EMI 滤波器是互易的，它既能抑制电子镇流器的电磁干扰进入电网，又能抑制电网内存在的电磁干扰进入电子镇流器中。

应当说明，带共模电感的 EMI 滤波器的元件参数，不能按没有互感的滤波器所得到的公式进行设计。通常要先决定所采用的电路结构，然后利用共模等效电路，用网络分析理论，求出它的共模插入损耗，计算必须借助于计算机。即使对一个比较简单的滤波器，也至少要建立 4~6 个电流环，并且在许多频率下加以论证。因此用理论计算的方法确定元件参数是很麻烦的，对一般工厂电路设计工程师来说也是不现实的。

三、在工厂条件下如何判断 EMC 滤波器的滤波效果

在一般的工厂中受经济条件的限制，不会购置专用的电磁兼容、传导干扰测试系统，建议可按以下方法对 EMC 测试结果做出初步判断。

① 根据对镇流器输入特性的功率因数 PF 及输入电流总谐波失真 THD_1 在宽带及窄带测试下所得的数据差异来反映 EMI 滤波器的滤波效果。一般来说，窄频带及宽频带下测试的数据差别越小，则滤波器的滤波效果越好。

如所熟知，功率因数 PF 与总谐波失真 THD_1 两者间存在一定的关系：

$$PF = \frac{\cos\phi_1}{\sqrt{1 + THD_1^2}} \quad (11-3)$$

其中 ϕ_1 为基波电流 I_1 与输入电压 $U_1(t)$ 之间的相位差，基本上等于输入电流峰值与电压峰值相位（这两个相位均可由 HB3-A 测得）之差。在低功率因数电子节能灯中， ϕ_1 在 $15^\circ \sim 30^\circ$ ，而在高功率因数电子镇流器中， ϕ_1 在 $0^\circ \sim 10^\circ$ ，视具体电路而定。

已知 PF 可以求得 THD_1

$$THD_1 = \sqrt{\frac{\cos^2\phi_1}{PF^2} - 1} \quad (11-4)$$

在采用 EMI 滤波器时，如其插入损耗较大，滤波效果较好，则在输入端出现的高频干扰噪声不大，因而在宽带和窄带测试时，所得的两个数值差别不大。但如果滤波效果不好，则 THD_1 的值差别较大（尽管功率因数差别可能并不大）。这是因为在输入电流中含有很多次谐波含量及杂波干扰信号，在窄带测试时，被测试仪器的低通滤波器（其带宽仅为 5kHz）所限制。故其 PF 值较真实值要大，而 THD_1 较真实值要小一些。而在宽带测试时，各种高次谐波及杂波干扰信号起作用，测得的 PF 值较窄带测试所得的值要小，而 THD_1 值较大。两者差异越大，说明在输入端出现的 5kHz 以上的高频干扰信号越大，镇流器的输入端的传导干扰越严重，自然通不过 EMC 测试了。应当说明，宽带和窄带测试所得的 THD_1 及 PF 值差别较小仅是一个必要条件，但不是一个充分条件。这就是说，如果两者差别较大，那么 EMI 滤波器的滤波效果肯定不好，EMC 测试也肯定不能被通过；反之，如果两者差别较小，EMC 测试就有可能通过（但并不能肯定一定能被通过），这时你可以把样品送去检测，由测试部门正式测试，来确定样品是否 EMC 已经过关。

② 在电源线的输入端的 L 线（或 N 线）上串接 $1 \sim 5\Omega/0.5W$ 的小电阻，用 20MHz 的示波器（示波器的电源要对地隔离）直接观测输入电流波形（Y 轴灵敏度置于毫伏/格一档，而不能置于 1V/格一档），如观测到电流波形干净，没有杂散波形，基本上是一个正弦波形，那么一般 EMC 就容易通过。

应当注意，在 EMC 测试时，是以 $1\mu V$ 作参考电压的，即

$$1\mu V = 0dB\mu V$$

仪器所测得的传导干扰信号是很小的，例如 60 dB μV 仅为 1mV。示波器 Y 轴灵敏度愈高，例如置于 10 μV /格或 100 μV /格一档，观测到电流波形很干净，就能保证 EMC 测试被通过。当然这种用肉眼观察波形的方法仅是一种定性的判别方法，不能作为定量的依据。何况 EMC 测试是在频域进行的，而用示波器观测的是其时域特性，两者虽有联系，但毕竟是不尽相同的两个概念。

第七节 电子节能灯的 UL 安全认证

世界上不同国家一般都有自己的认证机构，如美国的 UL、MMB、ETL、FCC 认证，加拿大的 CSA、CUL 认证，英国的 BSI、BS 认证，德国的 VDE、TUV、GS 认证，挪威的 N（NEMKO Mark）认证，以及我国的 CCC 认证等等。

当然一个产品没有必要花费很多的资金去做所有的国际认证，而主要看产品准备销往哪些国家和地区，根据所在地区哪些认证是强制执行的或备选的，或根据客商的具体要求来恰当地选择认证的种类。以节能灯为例，如销往美国，FCC 认证是强制的，UL 认证虽不是强制的，但美国的购买商和消费者大多要求产品具有 UL 安全标记，美国海关也有权拒绝没有 UL 安全标志的商品入境，所以 FCC、UL 是必需要做的。销往欧共体，CE 认证是强制的，而销往德国的，除 CE 认证外，还要求有 TUV 认证等。

下面就认证的有关问题分别加以说明。

一、如何选择认证机构

可以直接向国外认证机构申请认证，如果产品的设计者有过产品多次 UL 认证的经验，对其产品能过 UL 认证有足够把握，在国外做可以更直接一些，一次性检测就能通过，可以减少付给代理机构或技术服务的费用。但在国外做，存在着咨询沟通方面的困难，一旦在资料、样品的传递及信息沟通方面发生问题，就会延误时间或造成在认证过程中反复送样、多次检测，增加了认证的费用和时间。也可以选择在国内比较正规的、有技术实力并有试验设备及仪器的较权威的代理机构或公司来做，许多检测都在国内做，代理机构的工作人员有进行认证方面的经验，能够对样品的制作、技术资料准备方面提供有效的建议，帮助申请者少走或不走弯路。有的产品如电子变压器的 EMC 测试，往往不是一次测试就能通过，产品设计者可以到测试现场和测试人员共同探讨，或在测试现场边改进边测试，可以较快地通过测试，少走弯路。

有些项目如需国外 UL 工程师来华测试或监督测试，代理机构会安排多家产品同时进行，以减少每个申请者在这方面分摊的费用。

应当注意有的代理机构本身没有测试设备和技术力量，对认证检测标准及对产品的技术要求也不十分了解，仅起到传递样品和申请资料的中介作用。委托这样的代理机构来做 UL 认证，往往会带来不必要的时间延误和增加多次检测所花的费用，反而不如委托国外认证机构直接测试更便捷、更省时间和更省费用。

二、如何申请认证

(1) 首先向认证机构或代理公司提出书面申请，告知要做何种产品的认证，该产品有几个系列，每个系列有多少规格。同一系列几种规格一起申请可以节省费用，认证机构会根据情况给出报价单和一式两份的认证申请表，如果您同意对方报价就回签申请报表，并返回认证机构。

所填的表格大致包含如以下的内容及附表如下面所示（如不清楚，可向认证机构或代理公司查询）：

Company Name 公司 名称

File No: _____

Project No: _____

Index 索引：

一、Basic Descriptions 概述

1. Product name 品名 _____

Ballast (UL935)

Self-Ballasted Lamp and lamp Adaptor (UL1993)

2. Cat or Model No. 型号 _____

3. Electrical Ratings 电气规格 _____

A. Input Voltage (输入电压) _____ V (一般美国为 120V, 不同于中国台湾地区的 110V)

B. Current (额定电流) _____ A

C. Frequency (频率) _____ Hz (美国为 60Hz)

D. Power (功率) _____ W

E. Lamp (灯管)

4. Function (功能):

Class P Dimming Circuit

Other

二、Assembly Chart, Circuit Layout (Attach)

1. 爆炸图 Attachment No (附件编号) _____

2. 线路图 Attachment No (附件编号) _____

三、BOM 材料表

1. Enclosure 外壳

2. Fuse 保险丝

3. Thermal Cutoff 温度保险丝

4. Power Supply Cord 电源线

5. Lead Wires 导线

6. Terminal Block 接线端子

7. Connector 连接器

8. Coil 线圈

9. Bobbin 线圈骨架

10. Insulation system 绝缘系统

11. PCB 印制电路板

12. Electrical Tubing and Sleeving 套管

13. Tape and Insulating Fiber 胶带和纤维套管

14. Epoxy 环氧树脂

15. Conformal Coating 外涂胶

16. Strain Relief and Bushing 抗拉装置

17. Varistor 变阻器

四、Marking Label 规格标记

请在此贴标记

五、基本资料

1. 申请者 (Applicant)

档案编号	E 如无, 请 列后续资料	公司名 中文	公司名 英文	
地址 中文				
地址 英文				
电 话		传真		E-MAIL
联络人	中文名 英文名	公司负责人		

2. 工厂 (Manufacture) 同申请者 (如工厂有两家, 请另加一页列出)

档案编号	E 如无, 请 列后续资料	公司名 中文	公司名 英文	
地址 中文				
地址 英文				
电 话		传真		E-MAIL
联络人	中文名 英文名	公司负责人		

3. 登录者 (Listee / Recognized Company / Classified Company) 同申请者 同工厂

档案编号	E 如无, 请 列后续资料	公司名 中文	公司名 英文	
地址 中文				
地址 英文				
电 话		传真		E-MAIL
联络人	中文名 英文名	公司负责人		

根据认证公司的要求, 提供申请认证产品的有关资料和一定数量的样品。

① 送去的资料应包括:

- 产品 (如节能灯) 的用途、使用说明书, 其中包括产品的安装说明以及正确安全地使用产品的有关说明及其注意事项;
- 产品 (如节能灯) 的电路原理图;
- 印制电路板图 (包括覆铜面走线图及元器件布置图);
- 灯的外形结构图、灯的爆炸图, 说明灯的各部分结构间的相互连接的示意图;
- 元件清单 (BOM), 包括元件名称、型号规格、数量及制造厂商名, 同时列出代用材料和代用元件名称及其相应的制造厂商;
- 铭牌图: 即灯的移印标志, 包括商标、灯的型号、额定值等;

• 一些与安全有关的元件和材料，最好选用已做过安全认证的公司厂家所生产的元件和材料，并附上该厂家所提供的证书及黄卡号，这样既省了不必要的检测费用，又能加快认证速度；这些材料及元件中包括灯头、电源线、保险管、塑件所用的 PBT 材料、热缩套管（装灯丝、电源线）、纤维套管、绝缘胶带、线圈骨架、漆包线、PCB 板材及制造 PCB 板的厂家的黄卡证书，认证机构会对样品及资料进行审查，您提供的资料越齐全，材料的证书中提供的特性如耐温要求、阻燃等级均满足使用上要求，则越易通过安全认证。

最后一项的有关资料可以以表 11-1 形式给出。

表 11-1 申请认证相关资料表

Name/No 器件名称	Manufacture 厂商	File No 档案号码	Cat No 型号	Rated 规格	UL/CUL/CUL	Other 其它

② 样品，送去的样品是一些完整的灯，做安全认证时，需要较多数量的整灯，以进行一些异常测试。每进行一项测试都可能使灯损坏，所以需要灯的数量较多，一般一个系列只进行最大功率和最小功率规格灯的测试。此外还要一些拆开的灯，装有元件的印制电路板、保险管、电感线圈（在 20% 匝数上加抽头）等，后者是为做部分线圈短路试验而提供的。灯在做异常状态测试时允许灯不亮，有的异常状态并不会造成整灯电流过大，因而不会引起保险管断路。但不管怎样，不允许造成灯的安全性能降低，即不能存在引起火灾的危险。不论电路是否正常工作，不能出现漏电，其温升应在允许范围内，更不允许出现电解爆炸伤及人身等危险情况。

在样品制作上，以下几个方面值得引起注意：

- 塑件要有一定的厚度，根据 PBT 材料提供的资料应大于其最薄尺寸的要求。
- 在做耐压试验时，塑件应能通过 1500V/2min 无飞弧的要求，只要上下盖扣合紧、咬合部分多一些，一般不会出现这种情况。
- 塑件外形设计上应注意防电击要求，如在塑料外壳上开槽、散热孔，应避免标准指能够触及壳内带电部分，开槽也不能影响其抗电性能；即使使用者乱摸乱动，也不应有触电的危险。
- 各部件之间的结构应牢固而不易松脱，UL 要求在做跌落测试时（从 0.91m 高度上，两次水平、一次垂直灯头往下跌落）各部件不得脱开。在 GS 认证时，更要求灯不被打开。若被打开，灯必须被破坏而不亮。一般它的电源线很短，直接焊到灯头上，不取下灯头上的两根电源线，塑件的上下盖是无法打开的。
- PCB 布线设计上，要注意相邻走线之间的电位差大小，两条线距应满足爬电距离的要求。电源线之间在 PCB 板上的线距最好不要小于 3mm，PCB 板上周边走线，要注意与

外壳间的爬电距离。

- PCB 板上元件的布局设计上最好将耐热性能差的元件远离发热元件，要求元件的工作温度低于其额定温度，并留有一定的余量，感性元件不要两两靠近或其磁路相平行，以免彼此间产生较大的互感。元件高度大的应放在 PCB 板中央部分，否则放在周边部分，受上盖挤压会将 PCB 上的焊盘、走线弄断，在生产上造成电路故障。

- UL 认证时要做半波供电测试，因此在采用倍压整流线路时，应在两个电解电容器上并联二极管 1N4007 (VD₃VD₄) 如图 11-5 所示：

这样在半波供电时，电解电容器不至出现反向充电，引起爆炸喷液。在样品制作上以上诸点应引起注意。

③ 制作 EMC、FCC 认证的样品。为了满足 EMC 要求，在样品设计上也要做适当的考虑。一般来说，电子节能灯和电子镇流器自身抗外界电磁干扰的能力是较强的，这方面的测试容易通过；而由节能灯和镇流器产生的干扰，由于其频率不高，其辐射干扰也不会超标，主要应考虑从其电源线上出现的传导干扰。一般若没有有效的抗 EMI 滤波，传导干扰往往达不到标准要求。特别是大功率节能灯、电子镇流器和电子变压器等。对于无源功率因数校正电路，如高频泵电路、双泵电路，或有源谐波抑制电路，因为有高频信号反馈到输入端，更应在滤波电路上下功夫。如果是低功率电子节能灯，电源进来经桥式整流后由大电解电容滤波，所以高频信号经过电源线向外送出的传导干扰并不算太严重。只要采用 LC 滤波或 II 形滤波，一般便不会有问题，容易满足美国 FCC 与德国的 BZT 检测的有关传导干扰方的要求。(见表 11-2、表 11-3)

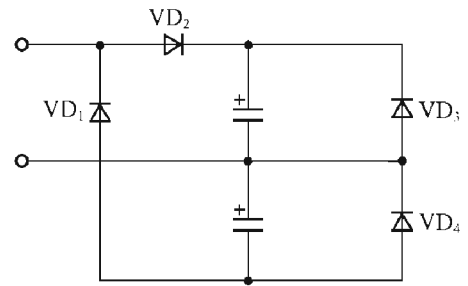


图 11-5 防止电解电容爆炸的电路

表 11-2 FCC Part 18 传导骚扰电压

频率 MHz	极限值 (准峰值) dB μ v
0.45~30	48

表 11-3 CISPR15 之传导骚扰电压

频率	允许值 dB μ v	
	准峰值	平均值
9~50kHz	110	
50~150kHz	90~80	
150kHz~0.5MHz	66~56	56~46
0.5~2.51MHz	56	46
2.51~3.0MHz	73	63
3.0~5.0 MHz	56	46
5.0~50 MHz	60	50

注：① 在 50~150kHz 和 150kHz~0.5MHz 范围内，随着频率的对数增加而线性递减。

② 在频率转换处，应采用较低限值。

还应当说明，对电源的两条输入线都要做传导干扰测试。图 11-6 是一种 T8 36W 电子镇流器的传导干扰实测图形。

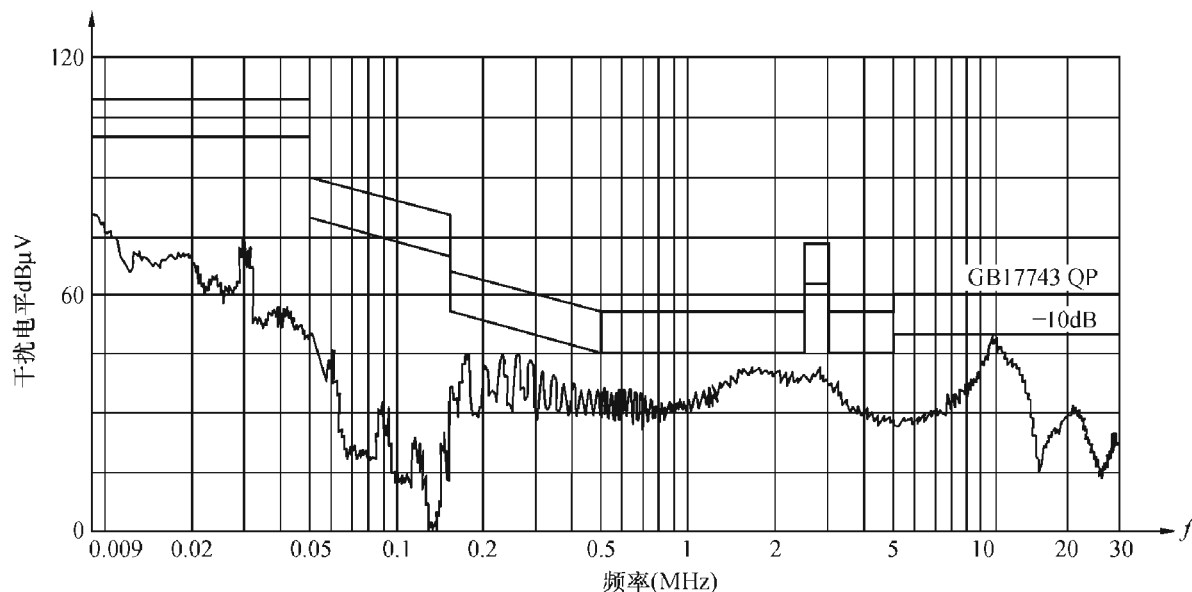


图 11-6 一种 T8 36W 电子镇流器的传导干扰实测图形

采用 II 形滤波或 L 形滤波所用的电感 L 值不一定要大（几个毫亨左右），电感太大容易发热，增加整灯的温升，减小灯的可靠性。

如果设计者对整灯的 FCC 或 EMC 不放心，在北京、上海、广州、深圳等地，UL 公司所委托的几家研究所和实验室（如广州 5 所、上海敦吉电子公司）可对灯的 FCC 进行预测，在预测时可以根据灯的不同功率采用不同的 LC 值，以满足对 EMC 的要求。

三、工厂审查

样品与资料按认证机构要求送出后，认证机构会进行样品检测和资料审查，全部通过后 会通知您，如果资料方面存在不足，会及时通知您加以补充，或更换所用的材料以满足安全方面的要求。

认证通过后接着就是等待认证机构派人来工厂进行现场审查（有时不一定进行工厂审查），如果您的企业已经取得 ISO9000 系列质量保证体系，工厂检查就不会有什么问题。

四、跟进服务

跟进服务是保证产品符合安全标准必不可少的一环，制造厂家在取得安全认证的同时，必须同 UL 公司签订跟进服务协议书。跟进服务包括两个方面，一是 UL 的代表会数月或半年一次突然检查工厂使用的元件材料是否符合原来送样的要求，有否重大变动；二是 UL 的代表会突然抽查产品并进行测试，这样做是为了保证产品长期符合安全标准。如果您对产品进行工程方面的更改，改变元件供应商或元件参数，就必须向 UL 机构报告，征得他们的同意才行。

制造厂商的产品在取得 UL 认证后，制造厂商在 UL 认证机构的监督下，能知道如何制造产品，以达到国际标准，有利于产品进入国际市场。其次，产品得到认证后，会提高产品及公司的知名度，例如通过 UL 认证后，制造厂家的名字和其产品会登录在黄皮书中，客观上提高了公司的知名度，为产品提供更多的商机，其好处是不言而喻的。

参 考 书 目

1. 陈传虞编著. 脉冲与数字电路, 第三版. 北京: 高等教育出版社, 1999 年
2. 毛兴武, 祝大卫编著. 电子镇流器原理与制作. 北京: 人民邮电出版社, 1999 年
3. 范志峰主编. 电光源与离子器件. 北京: 电子工业出版社, 1986 年
4. 徐德高, 金刚编著. 脉宽调制变换器型稳压电源. 北京: 科学出版社, 1983 年
5. 方道腴, 蔡祖泉编著. 电光源工艺. 上海: 复旦大学出版社, 1991 年
6. 陈大华编著. 现代光源基础. 上海: 学林出版社. 1987 年
7. 周太明主编. 电气照明设计. 上海: 复旦大学出版社, 1991 年
8. 李乙翘等编. 印制电路技术. 香港: 盈拓科技咨询服务有限公司, 2003 年 6 月
9. 朱小清主编. 照明技术手册. 北京: 机械工业出版社, 2001 年
10. 叶慧贞, 杨兴洲编著. 开关稳压电源. 北京: 国防工业出版社, 1990 年
11. 王桂英编著. 电源变换技术. 北京: 人民邮电出版社, 1990 年
12. 张占松, 蔡宣三编著. 开关电源的原理与设计. 北京: 电子工业出版社, 1999 年
13. 俞家琦主编. 电子工艺实习. 天津: 天津科学技术出版社, 1990 年
14. 苏州力特奥维斯保险丝有限公司编. 小型管状保险丝实用手册. 天津大学出版社, 2000 年
15. 各生产厂家的产品说明及介绍资料, 不一一列举